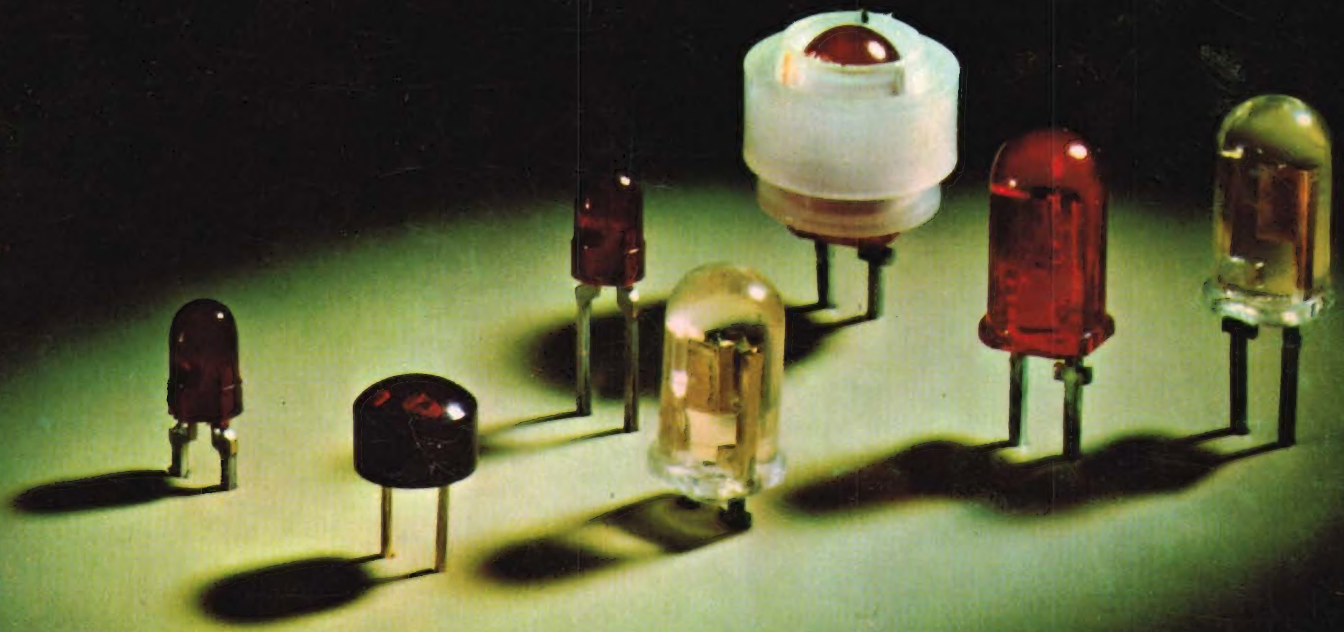


REVISTA *Miniwatt*

Vol. 14-Núm. 1

ENERO 1975

30 Ptas.



NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acomplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabricación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

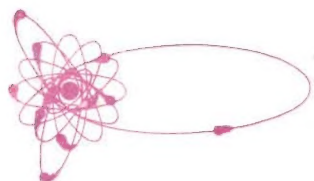
Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

REVISTA *Miniwatt*

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:

Compaginación:

Delineación:
M^a CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

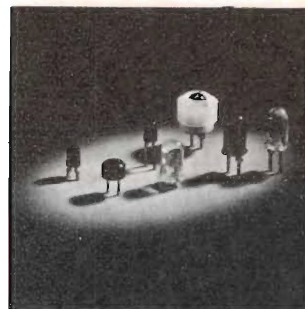
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Ro

Diodos semiconductores luminiscentes



SISTEMA 20AX PARA TELEVISION EN COLOR	3
CIRCUITO INTEGRADO TCA420A: AMPLIFICADOR FI/FM PARA ALTA FIDELIDAD	17
TRANSDUCTORES NEUMATICOS DE PXE PARA SONIDOS Y ULTRASONIDOS	23

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	kelvin	K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián	rad	
Angulo sólido	estereorradián	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m ²
Volumen	metro cúbico		m ³
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	1/s
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m ³
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo cuadrado		m/s ²
Aceleración angular	radián por segundo cuadrado		rad/s ²
Fuerza	newton	N	kg·m/s ²
Presión (tensión mecánica)	pascal	Pa	N/m ²
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m ² /s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa·s	N·s/m ²
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia eléctrica	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	C/V
Flujo de inducción magnética	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	Wb/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m ²
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m ²
Iluminancia	lux	lx	lm/m ²
Número de ondas	una onda por metro		1/m
Entropía	julio por kelvin		J/K
Calor másico	julio por kilogramo kelvin		J/(kg·K)
Conductividad térmica	vatio por metro kelvin		W/(m·K)
Intensidad energética	vatio por estereorradián		W/sr
Actividad (de una fuente radiactiva)	una desintegración por segundo		1/s

	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
MULTIPLICOS	tera	T	10 ¹²
	giga	G	10 ⁹
	mega	M	10 ⁶
	kilo	k	10 ³
	hecto	h	10 ²
	deca	da	10

	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
SUBMULTIPLICOS	deci	d	10 ⁻¹
	centi	c	10 ⁻²
	mili	m	10 ⁻³
	micro	μ	10 ⁻⁶
	nano	n	10 ⁻⁹
	pico	p	10 ⁻¹²
	femto	f	10 ⁻¹⁵
	atto	a	10 ⁻¹⁸

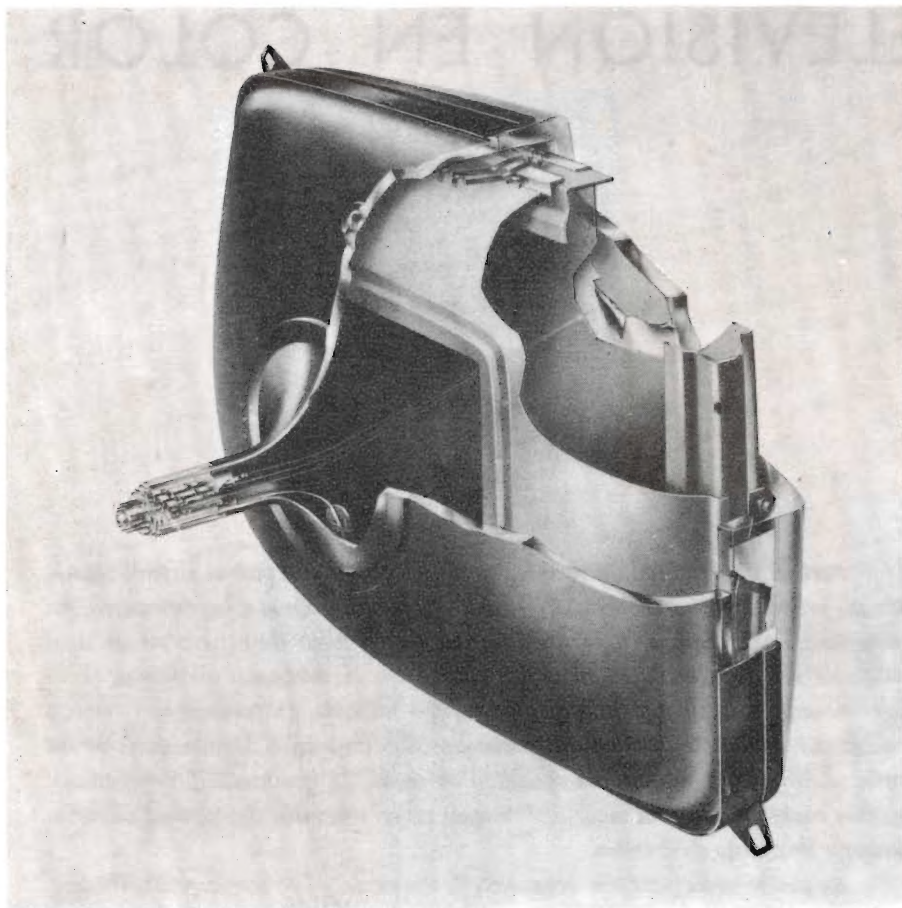
SISTEMA 20AX

PARA TELEVISION EN COLOR

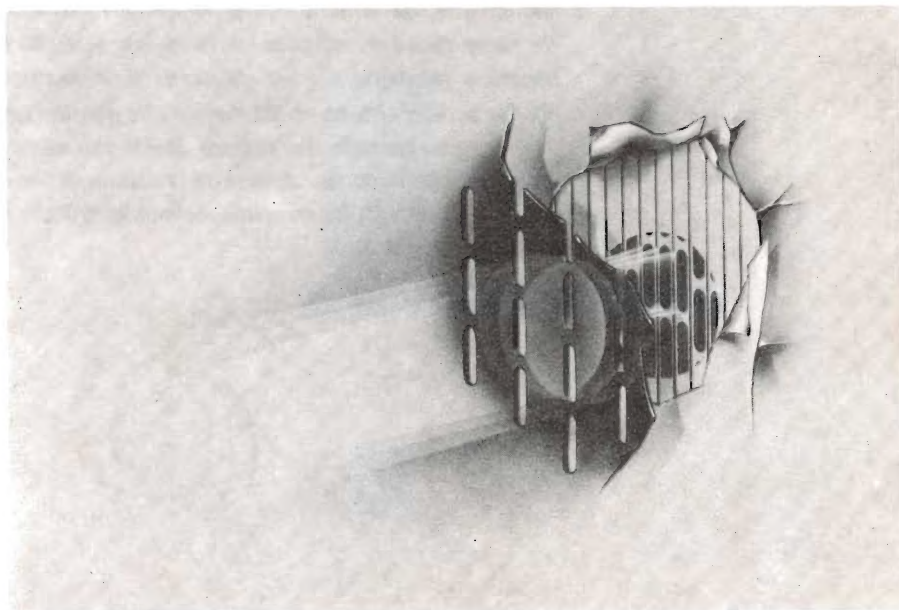
Para el constructor de receptores de televisión en color el sistema 20AX ofrece un avance significativo en simplicidad y economía. En el tubo de imagen, los cañones están dispuestos en una línea horizontal en lugar de estarlo en delta, y los fósforos están depositados en la pantalla en franjas verticales continuas; la selección de color se efectúa por medio de una máscara de sombra con ranuras verticales. El diámetro de cuello estándar de 36,6 mm hace posible espaciar los cañones electrónicos para óptima selección de color. La incorporación de cátodos de caldeo rápido permite obtener una imagen cinco segundos después de pulsar el interruptor de puesta en marcha.

Se puede prescindir por completo de los circuitos de convergencia dinámica, pues la desviación parastigmática, lograda por medio de bobinas en silla de montar con bobinas de alta precisión, asegura automáticamente la convergencia en toda la superficie de la pantalla. En lugar de los quince ajustes de convergencia dinámica que típicamente se requiere en los sistemas anteriores, solamente es necesario hacer siete correcciones relativamente sencillas para compensar tolerancias. Con beneficio incidental, al ser eliminada la unidad de convergencia dinámica, ha sido posible acortar el tubo en 20 mm, lo que permite reducir la profundidad del mueble.

Las ventajas del sistema 20AX son realizadas sin ninguna novedad en la tecnología de circuitos. Aparte de la sustancial simplificación tanto en diseño como en puesta a punto, los circuitos recomendados son esencialmente similares a los que son ya de uso general.



Sección del tubo de imagen.



Detalle de la máscara perforada
y pantalla del tubo de imagen.

1. INTRODUCCION

Desde la introducción de la televisión en color, todos los desarrollos han girado alrededor del tubo de imagen con cañones en delta. Sin embargo, ya en 1954, los trabajos de J. Haantjes y G. Lubben del Laboratorio de Investigación Philips, habían establecido las bases para otra solución muy interesante. Proponían utilizar el astigmatismo de los campos magnéticos de desviación para obtener la convergencia automática de tres haces coplanarios producidos por medio de cañones electrónicos dispuestos en línea. Aunque esta propuesta no escapó a la atención de los especialistas, representaba una innovación demasiado importante con relación a las prácticas establecidas para recibir un gran interés. La industria estaba acumulando experiencia en la tecnología de los cañones en delta y se consideraba que todo perfeccionamiento de esta tecnología ofrecía un resultado más inmediato.

En esta época, nuestros laboratorios dedicaron un notable esfuerzo al estudio de la nueva solución. Como resultado de estos trabajos, habría podido introducirse el sistema en línea autoconvergente hace ya algunos años, pero no para todas las dimensiones de pantalla, ni en la tecnología de 110° que se convirtió rápidamente en norma del mercado europeo. Para satisfacer estos últimos requisitos ha sido preciso aprovechar toda la experiencia acumulada desde 1963 en el diseño y la fabricación de los sistemas de desviación y tubos de imagen convencionales.

La realización de una desviación autoconvergente a lo largo de los ejes horizontal y vertical de la pantalla no presenta grandes dificultades, pero la obtención de resultados satisfactorios en las esquinas es completamente distinto. En principio, la configuración requerida para el campo podría ser obtenida con bobinas toroidales o en forma de silla de montar. Sin embargo, una evaluación comparativa de las dos tecnologías ha mostrado claramente que una bobina en forma de silla no sólo impone menos limitaciones en el diseño, sino que conduce más fácilmente a una fabricación exacta y reproducible. La separación física de las bobinas de desviación de línea y de cuadro en una unidad de desviación en silla hace innecesario todo compromiso por causa de interferencias mecánicas o eléctricas entre los devanados. Otra ventaja consiste en que una unidad de desviación en silla produce el mínimo de perturbaciones en los componentes de los circuitos situados a su alrededor. Dado que está efectivamente blindada por su propio núcleo de ferrita, tiene su campo de fugas mucho más débil que una unidad de desviación toroidal.

A pesar de la superioridad práctica de la unidad de desviación en silla, debe superarse una gran dificultad.

Fabricar esta unidad de desviación con la precisión requerida, sin sacrificar ni el aspecto económico ni la intercambiabilidad, requería un importante avance en la tecnología disponible. Este progreso se realizó recientemente gracias a la técnica de bobinado con secciones múltiples, aplicado desde 1971 en las bobinas de desviación para tubos de 110° en delta. Una vez adquirida suficiente experiencia en esta técnica, se ha abierto el camino para la realización práctica de un sistema de desviación totalmente autoconvergente.

Paralelamente, se ha perfeccionado la tecnología de fabricación de los tubos de imagen. Se han introducido mejoras en la fabricación de las máscaras perforadas y de los cañones electrónicos. Gracias a la reducción progresiva de tolerancias en todas las piezas y al aumento de la precisión en montajes y alineaciones, ha sido posible el desarrollo, medida y comprobación de un sistema de cañones en línea.

Se han obtenido así los principales elementos de un sistema autoconvergente:

- un nuevo tubo de imagen más corto, provisto de cañones en línea, de una máscara con ranuras y de fósforos en bandas, y
- una unidad de desviación en silla de montar, autoconvergente, con secciones múltiples.

Estos elementos han sido asociados para realizar el sistema de televisión en color 20AX.

2. PRINCIPIOS DE LA CONVERGENCIA

El principio fundamental del sistema 20AX es la *desviación parastigmática*. Consiste en la adaptación del astigmatismo de los campos magnéticos de desviación horizontal y vertical a fin de obtener la convergencia automática de los tres haces coplanarios en toda la superficie de la pantalla. Aunque la teoría de la desviación parastigmática ha sido estudiada con detalle en otras publicaciones, su aplicación a un sistema práctico constituye una novedad suficiente para justificar aquí una breve exposición de la misma.

2.1. Desviación convencional y convergencias dinámicas

Consideremos el cono formado por los tres haces a partir del plano de desviación y convergentes estáticamente en el centro de la pantalla del tubo de imagen (fig. 2.1). Cuando este conjunto es desviado por un campo astigmático, los haces dejan de converger en un punto. Por el contrario, forman dos líneas focales, una para-

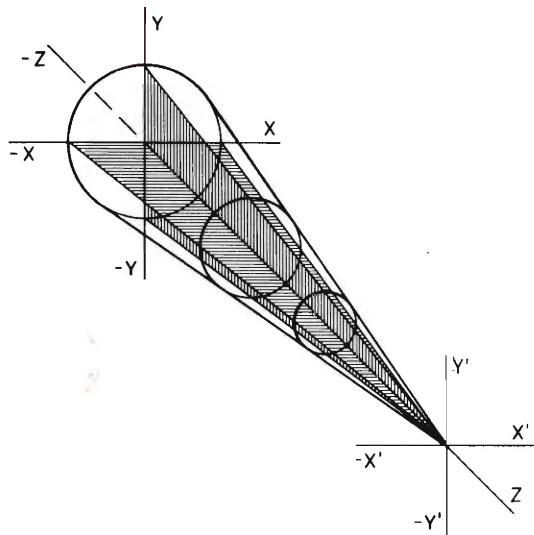


Figura 2.1. Cono formado por haces a partir del plano de desviación XY y convergentes estáticamente en el centro de la pantalla $X'Y'$. Los planos XZ YZ del cono están rayados para facilitar la comparación con la figura 2.2. La sección es circular en todas partes.

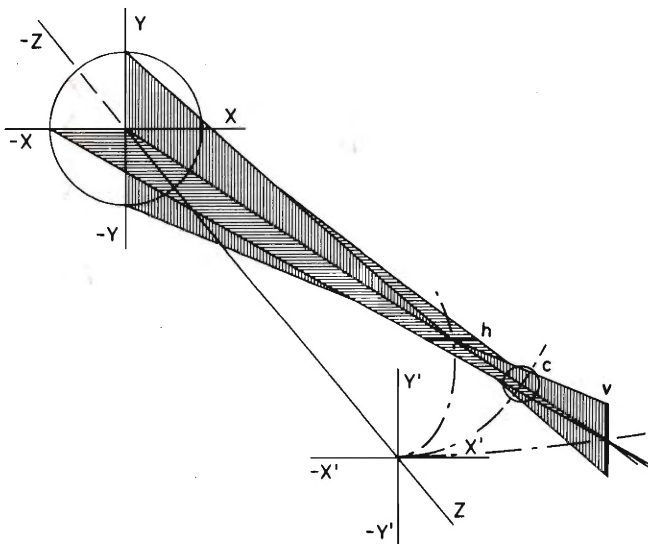


Figura 2.2. Distorsión de un cono de haces debido a un campo de desviación horizontal astigmático. La superficie descrita por la línea focal horizontal h , la línea focal vertical v y el círculo de menor confusión c se curvan hacia el interior del plano de la pantalla $X'Y'$.

lela a la dirección de la desviación y otra perpendicular a ella (fig. 2.2.). En un punto situado entre las dos líneas de focalización, la sección es circular, pero la superficie barrida por esta sección durante la desviación es más curvada que la pantalla y situada en su mayor parte dentro del tubo de imagen.

La figura 2.3 muestra como este astigmatismo afecta a los tres haces en delta de un tubo de imagen convencional. Puesto que convergen solamente en la posición no desviada, para obtener la convergencia en toda la pantalla es necesario aplicar correcciones que varíen según el sentido y valor de la desviación. Además, como puede verse en esta misma figura, las correcciones necesarias para cada uno de los tres haces son en general distintas. Puesto que es imposible producir campos de desviación que sean totalmente anastigmáticos, deben preverse siempre correcciones adicionales de convergencia dinámica. Estas correcciones no solamente son caras y complicadas, sino que su ajuste es laborioso y requiere bastante tiempo.

2.2. Desviación parastigmática

La solución propuesta por Haantjes y Lubben consistía en colocar los tres cañones en un mismo plano, no en delta, paralelo a una de las direcciones de desviación,

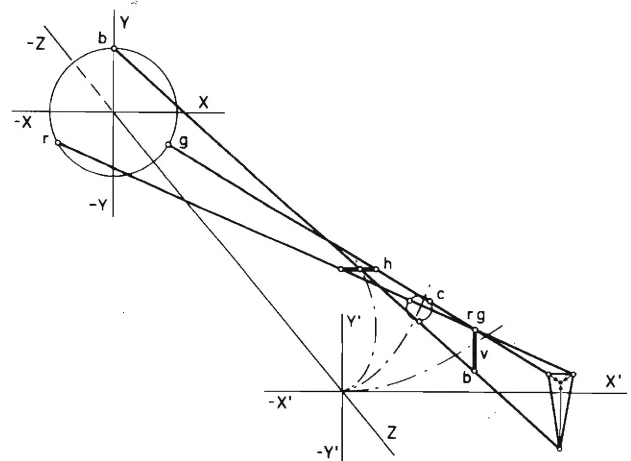


Figura 2.3. Efecto del astigmatismo del campo de desviación sobre los tres haces de un tubo de máscara perforada convencional. Las correcciones necesarias para hacer que los tres haces sean convergentes en un punto se indican por medio de flechas.

vertical u horizontal. La figura 2.4 muestra como el astigmatismo debido a la desviación horizontal afecta a los haces que salen de los tres cañones dispuestos en un plano horizontal. La línea focal horizontal sigue siendo —como en los cañones en delta— una línea horizontal formada por tres puntos separados. Pero como la línea de la que se originan los tres haces se reduce a una sola línea horizontal, la línea focal vertical se reduce a un punto. Además, es posible concebir el campo magnético de desviación horizontal de forma que esta línea focal vertical coincida con la superficie de la pantalla cualquiera que sea el ángulo de desviación.

A fin de obtener el mismo resultado para la desviación *vertical*, ha de tenerse en cuenta una complicación adicional. Si el campo de desviación vertical fuera similar al de la desviación horizontal, pero con un giro de 90° , la línea focal *horizontal* debida al astigmatismo coincidiría entonces con la pantalla (fig. 2.5), lo cual es precisamente lo contrario de lo que se desea. Para situar la línea focal *vertical* en la pantalla (fig. 2.6), deben invertirse las posiciones relativas normales de las dos líneas focales. Esto significa que la bobina de desviación vertical debe ser concebida de manera que el astigmatismo que produce sea de *signo* contrario al del campo de desviación horizontal.

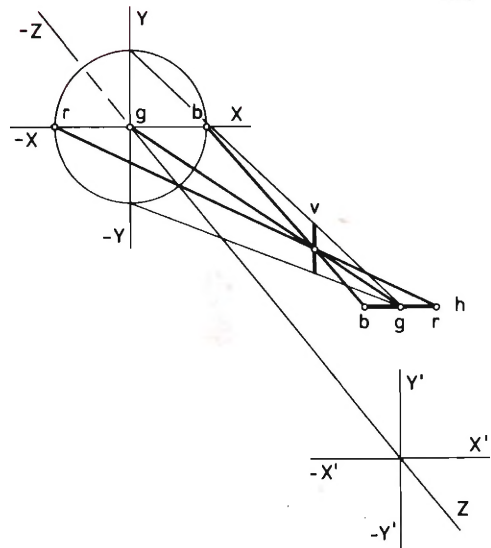


Figura 2.5. Si el campo de desviación horizontal de la figura 2.4 se hace girar 90° , la línea focal en la pantalla es horizontal. Para obtener de nuevo la convergencia, la línea focal horizontal debe ocupar el lugar de la línea focal vertical y viceversa.

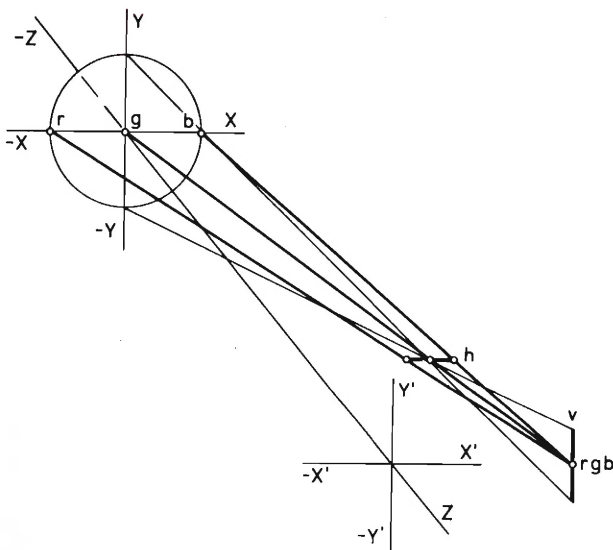


Figura 2.4. Los tres haces producidos por cañones en línea convergen en un mismo punto centrado sobre la línea focal vertical v . Si el campo de desviación horizontal está concebido para que v coincida siempre con la pantalla, los tres haces permanecen correctamente convergentes para todos los ángulos de desviación.

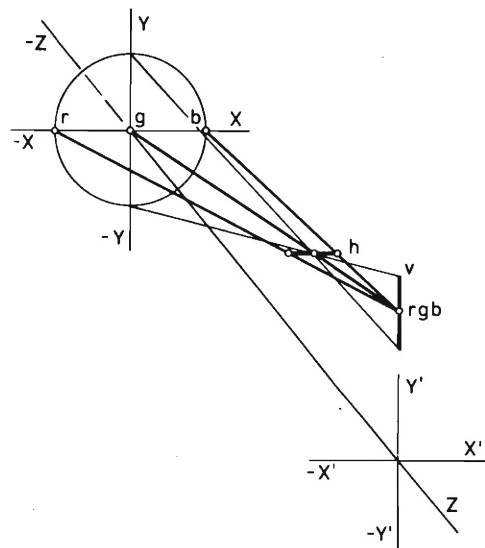


Figura 2.6. Invertiendo el signo del astigmatismo del campo de desviación, se invierte la posición relativa de las dos líneas focales. En la figura, la desviación vertical es tal que la línea focal vertical coincide con la pantalla y los tres haces procedentes de los tres cañones convergen en un solo punto.

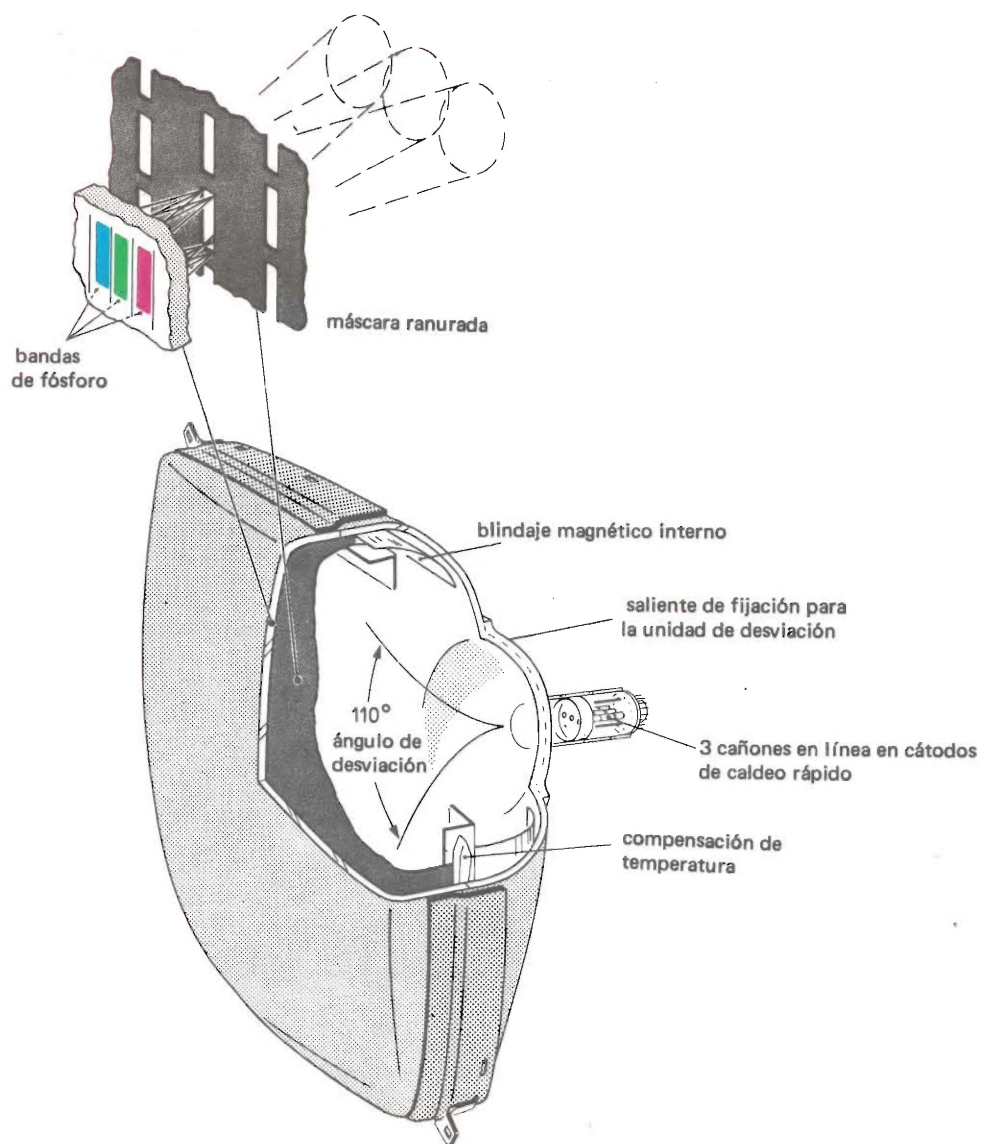


Figura 3.1. Sección de un tubo de imagen 20AX de 110°.

Así es posible definir la condición necesaria para obtener la convergencia de los tres haces procedentes de cañones situados en línea en un plano horizontal: las líneas focales verticales debidas al astigmatismo de los dos campos de desviación horizontal y vertical deben coincidir con la pantalla. Esto requiere la generación de un campo de desviación horizontal con fuerte efecto de cojín y un campo de desviación vertical con efecto de barril. Además, los devanados de las dos bobinas de desviación deben estar distribuidos de forma que las líneas focales verticales debidas a la acción combinada de los dos campos coincidan con la pantalla (por ejemplo, en las esquinas). Aunque ambos campos sean fuertemente astigmáticos, su combinación produce un resultado que en apariencia muestra una ausencia total de astigmatismo; de aquí el término *desviación parastigmática*.

3. EL TUBO DE IMAGEN

La gama de tubos de imagen de 110° para el sistema 20AX comprenderá las dimensiones de pantalla de 18 (47), 22 (56) y 26 (66) pulgadas (cm). La figura 3.1 muestra una sección de este tubo. Todos los tipos de esta gama tienen las siguientes características:

- cañones en línea
- formación de haz astigmático
- cátodos de caldeo rápido
- convergencia con relación al verde
- máscara ranurada
- fósforos en bandas
- blindaje magnético interno
- reducido número de amperios-vuelta para la desimación
- diámetro de cuello normalizado
- centrado para la unidad de desviación
- autoprotección
- 20 mm más corto.

3.1. Montaje de los cañones

Los tres cañones están montados uno al lado del otro; los dos exteriores están ligeramente inclinados hacia el centro. La figura 3.2 muestra una fotografía del conjunto y la figura 3.3 el esquema de las conexiones de la base.

Los cañones son del tipo de foco bipotencial y están corregidos para el astigmatismo de los campos de desviación. Debido a este astigmatismo, un haz que produce un punto circular en el centro de la pantalla daría un punto alargado en las esquinas, con cierta pérdida de de-



Figura 3.2. Conjunto de cañones electrónicos de un tubo de imagen 20AX.

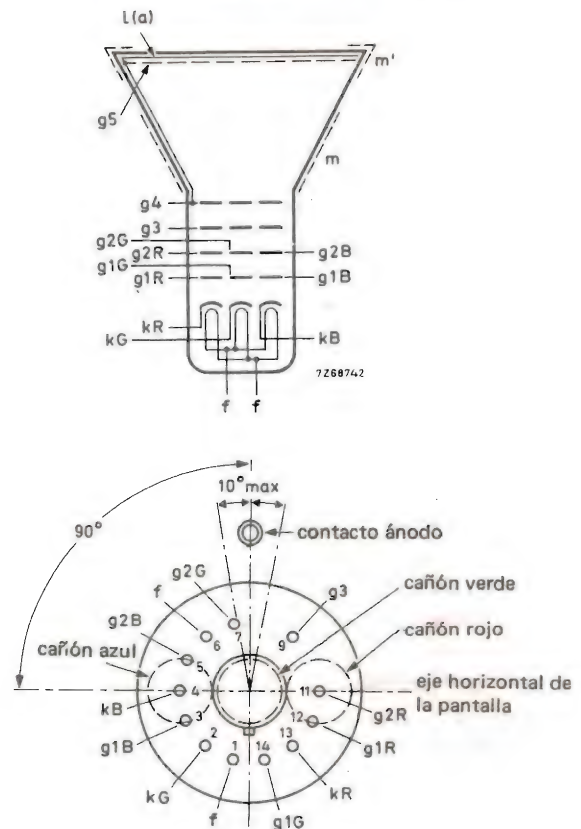


Figura 3.3. Esquema de electrodos y conexiones de la base del tubo de imagen 20AX.

finición de la imagen. Las lentes electrostáticas de los tres cañones están proyectadas para contrarrestar este efecto introduciendo un astigmatismo en sentido opuesto.

Los cátodos son del tipo de caldeo rápido, es decir, con una pequeña inercia térmica y una mejora de la transferencia de calor entre filamentos y cátodo, lo que da una reducción del 70 % del tiempo entre el encendido y la aparición de la imagen (véase tabla 3.1). Las diferencias de construcción entre los cátodos antiguos y los nuevos pueden verse en la figura 3.4.

El cañón central es el que activa el fósforo verde. En una imagen compuesta de colores no saturados, es el componente verde el que contribuye en mayor proporción a la definición de los objetos y de los contornos puesto que el ojo es más sensible al verde que al rojo o al azul. De este modo, a pesar de que pueden ocurrir algunas irregularidades en la convergencia, el haz del cañón central queda generalmente entre los otros dos y los defectos son menos apreciables.

Tabla 3.1. Comparación entre los cátodos convencionales y los calentamiento rápido.

	cátodos convencionales		cátodos de calentamiento rápido	
V	6,3	V	6,3	V
I	0,9	A	0,73	A
P	5,7	W	4,6	W
t_h (tfp.)	18	s	5	s

3.2. Selección y pureza de color

Las ventajas de la desviación parastigmática no se limitan a la autoconvergencia. La selección y pureza de color se benefician también de la disposición coplanar de los haces electrónicos.

Con haces coplanarios sería posible utilizar una máscara convencional y una distribución de fósforos igualmente convencional. Pero puede obtenerse una ventaja apreciable depositando los fósforos en bandas verticales paralelas (véase fig. 3.5) y utilizando una máscara con ranuras verticales. La pureza de color es entonces independiente de los impactos en sentido vertical.

En el tubo de imagen de 26 pulgadas (66 cm) del sistema 20AX la distancia entre los centros de las bandas de fósforos es de $265 \mu\text{m}$ y la separación entre dos triadas adyacentes es de $795 \mu\text{m}$. Cada ranura de la máscara corresponde a una triada. Para mejorar la rigidez y la estabilidad de la máscara en función de su forma esférica,

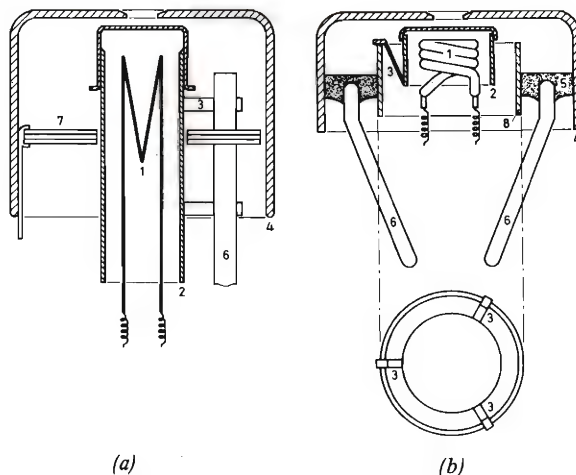


Figura 3.4. Comparación entre un cátodo convencional (a) y otro de calentamiento rápido (b).

- | | |
|------------------------|----------------------|
| 1. filamento | 5. aislante |
| 2. cilindro del cátodo | 6. barras de soporte |
| 3. separador | 7. mica |
| 4. rejilla primera, g1 | 8. tubo soporte |

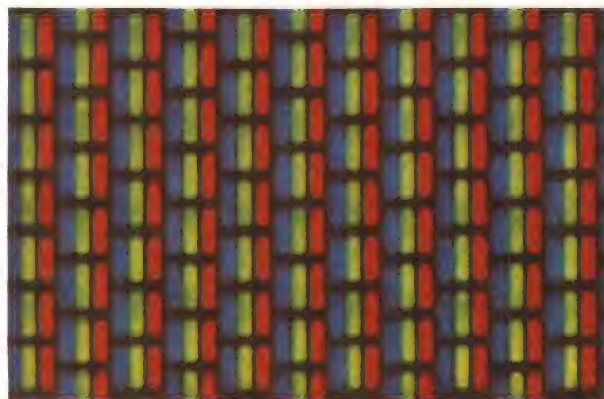


Figura 3.5. Microfotografía que muestra las bandas de fósforos excitados en la pantalla del tubo de imagen 20AX. Las franjas horizontales son las sombras de los puentes que refuerzan la máscara. Aumento de 9 diámetros aproximadamente.

las ranuras son en realidad una serie de orificios rectangulares alargados. Con el propósito de suprimir los efectos de "moiré", el intervalo entre orificios, proyectado en la pantalla, es de $810 \mu\text{m}$ y los orificios están desplazados medio intervalo entre uno y otro.



Figura 3.6. Posición recomendada de las bobinas de desimanciación en un tubo de imagen 20AX.

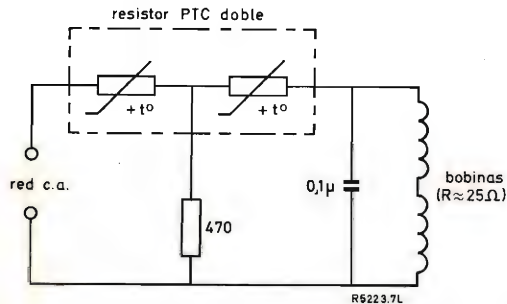


Figura 3.7. Circuito de desimanciación recomendado con el condensador de supresión de interferencia de frecuencia de línea. Para $V_{red} = 220$ V ef, el resistor PTC necesario es 2322 662 98001; para $V_{red} = 240$ V ef, es 2322 662 98003.

Tabla 3.2. Recomendaciones para la desimanciación.

Posiciones de las bobinas	parte superior e inferior del cono
F.m.m. mínima de desimanciación (por bobina)	300 AV (pico)
F.m.m. residual máxima (por bobina)	0,3 AV (pico)
Bobinas de desimanciación (cada una)	
número de espiras	60
longitud de una espira	1,5 m
diámetro del hilo (cobre)	0,4 mm
resistencia nominal	12,5 Ω

El empleo de un cuello normalizado de 36,5 mm. de diámetro permite espaciar los cañones para una selección óptima de los colores. El ajuste de pureza (véase apartado 5) requiere un desplazamiento horizontal de los tres haces inferior a 45 μ m. No se necesita ningún ajuste en sentido vertical.

Como en los tubos de imagen de 110° precedentes, el blindaje magnético está situado en el interior. Gracias a la alineación vertical de las triadas de fósforos, las necesidades de desimanciación en sentido horizontal son notablemente menores. Las bobinas de desimanciación serán más eficaces si se colocan encima y debajo del tubo (véase fig. 3.6), en lugar de colocarlas lateralmente como es costumbre. La desimanciación total se reduce entonces a 300 AV (pico) por bobina en comparación con los 500 AV para un tubo convencional; la reducción correspondiente al contenido de material de las bobinas es del 60 %, lo que significa un ahorro considerable.

Para eliminar los peligros de errores de impacto producidos por corrientes fuera de fase, inducidas en las bobinas de desimanciación por el campo de desviación de líneas, las bobinas deben ser cortocircuitadas para la frecuencia de líneas mediante un condensador de 0,1 μ F, como se indica en la figura 3.7. Con la excepción del condensador suplementario, el circuito es igual que el utilizado para los tubos de imagen convencionales.

3.3. Ampolla

Todos los tubos de imagen de la gama 20AX tienen una cara frontal rectangular normalizada y están provistos de una cinta metálica de reforzamiento (autoprotección) que permite una presentación en visión directa sobresaliendo del mueble (véase fig. 3.1).

Las ampollas difieren de las de los tubos de imagen convencionales en dos puntos:

- la longitud del cuello (y, por consiguiente, la del tubo) es inferior en 20 mm a la del tubo normal de 110° al no tener que tomar ninguna medida interior ni exterior, para la convergencia dinámica;
- un saliente circular, concéntrico con el cuello, existe en el cono para centrar la unidad de desviación.

4. COMPONENTES MONTADOS SOBRE EL CUELLO DEL TUBO DE IMAGEN

Los únicos componentes montados sobre el cuello de un tubo de imagen 20AX son la unidad de desviación y la unidad de correcciones estáticas (figs. 4.1 y 4.2).

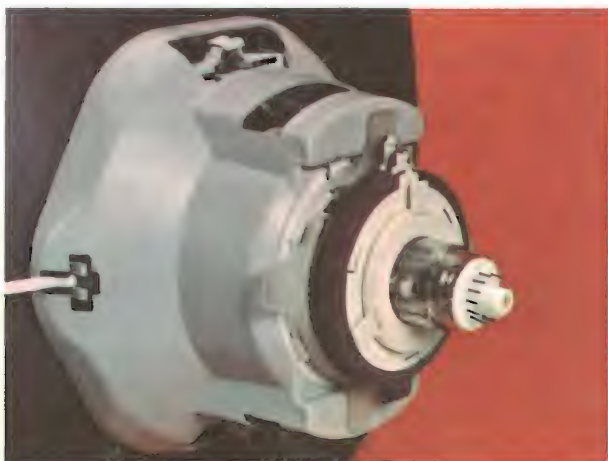


Figura 4.1. Unidades de desviación y de correcciones estáticas colocadas en el cuello del tubo de imagen 20AX.



Figura 4.2. Unidades de desviación y de correcciones estáticas.

Las unidades de convergencias dinámicas y de azul lateral se han suprimido.

Las bobinas de desviación de línea y de cuadro en forma de silla de montar están encerradas por un núcleo de ferrita. Para obtener la configuración del campo electromagnético necesario para la desviación parastigmática con precisión y de una manera reproducible, ambas bobinas constan de secciones separadas por guías adecuadas. Un devanado toroidal, montado sobre el núcleo de ferrita, produce un campo auxiliar de cuatro polos que completa la acción del sistema autoconvergente y compensa las tolerancias de fabricación y montaje del conjunto. Este conjunto se monta en una carcasa de resina poliéster y se fija por un extremo anterior en el saliente de centrado del cono y por el otro extremo en el cuello del tubo de imagen. A fin de ajustar la orientación de la imagen sobre la pantalla, la unidad de desviación puede girar un ángulo de $\pm 4,5^\circ$ con relación a su soporte y para el ajuste de la pureza de color puede desplazarse axialmente 6 mm.

4.1. Correcciones dinámicas

Aunque el sistema 2oAX sea autoconvergente, para compensar tolerancias pueden necesitarse ciertas correcciones dinámicas. La corrección adecuada puede ser aplicada, sin acción sobre el impacto de los haces, por medio de campos magnéticos de cuatro polos situados en el plano de desviación.

- Un campo tetrapolar que tiene sus ejes orientados a 45° con relación a los ejes de la pantalla del tubo de imagen (campo 45/45) desvía los dos haces exteriores en sentidos horizontales opuestos (véase fig. 4.3).

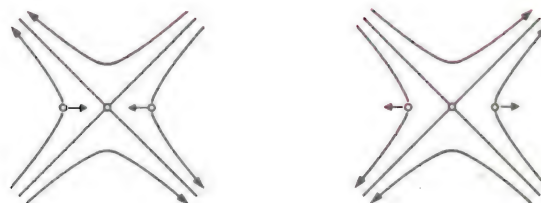


Figura 4.3. Un campo de cuatro polos 45/45 desplaza los dos haces exteriores en sentidos horizontales opuestos.

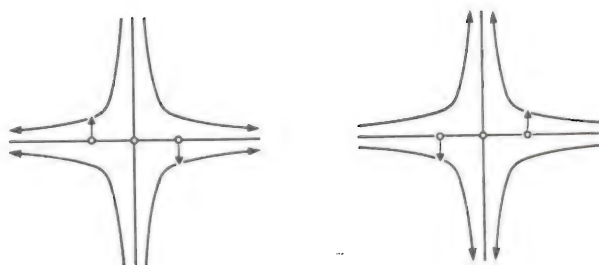


Figura 4.4. Un campo de cuatro polos 0/90 desplaza los dos haces exteriores en sentidos verticales opuestos.

- Un campo tetrapolar que tiene sus ejes orientados en las direcciones horizontal y vertical (campo 0/90) desvía los dos haces exteriores en sentidos verticales opuestos (véase fig. 4.4).

No se necesita ninguna unidad suplementaria de corrección, puesto que:

- el campo 45/45 se obtiene con ayuda del devanado de 4 polos bobinado en el núcleo de ferrita de la unidad de desviación (fig. 4.5),
- el campo 0/90 se obtiene directamente por las dos semi-bobinas de desviación de líneas y de cuadros (fig. 4.6).

La tabla 4.1 muestra los errores ligados a las tolerancias de fabricación y de montaje, y las correcciones necesarias.

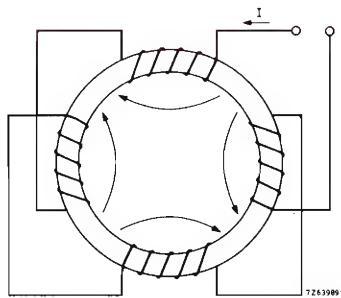


Figura 4.5. Devanado toroidal sobre el núcleo del yugo de desviación para producir el campo de cuatro polos 45/45.

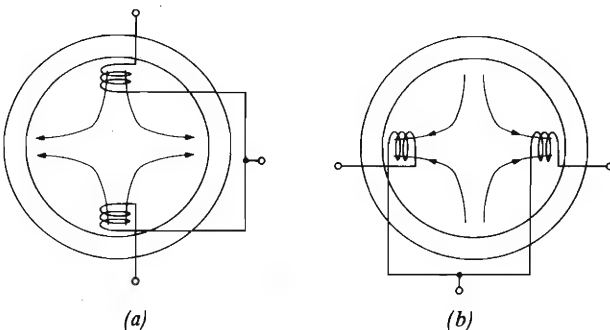


Figura 4.6. Desequilibrando la excitación de las dos mitades de la bobina de desviación horizontal (a) o de la bobina de desviación vertical (b), es posible producir campos de cuatro polos 0/90 a la frecuencia de línea o de cuadro.

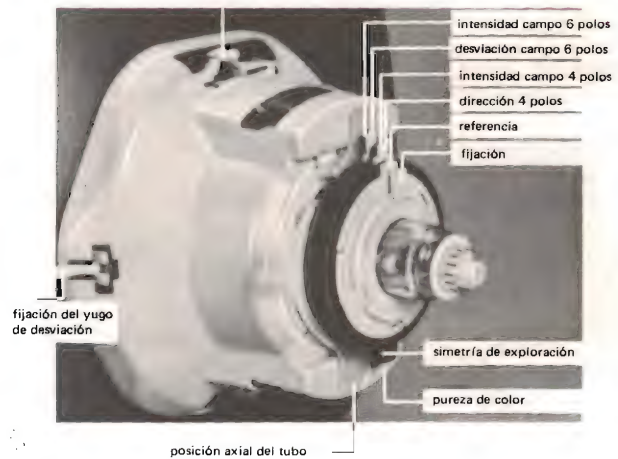


Figura 4.7. Colocación de los diferentes ajustes de corrección estática.

4.2. Unidad de correcciones estáticas





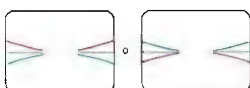
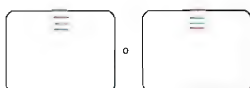
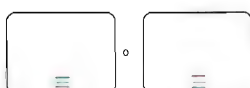
La unidad de correcciones estáticas comporta cuatro pares de imanes anulares (fig. 4.7):

- uno para el ajuste de la pureza,
- uno para el ajuste de la simetría de la exploración, y
- dos para el ajuste de la convergencia estática.

El conjunto se fija al cuello del tubo de imagen inmediatamente detrás de la unidad de desviación. Los imanes, realizados con plastoferrita de baja permeabilidad, no tienen ningún efecto sobre los campos magnéticos creados por las bobinas de desviación.

Los imanes de ajuste de pureza de color producen un campo magnético de dos polos perpendicular al plano de los cañones del tubo de imagen. Estos imanes permiten un desplazamiento horizontal de los tres haces. Debido a la alineación vertical de los fósforos, no se necesita ningún desplazamiento vertical. Para permitir el ajuste, el imán está formado por un anillo interior y otro exterior acoplados a un piñón diferencial para formar un tren epicíclico. La rotación del anillo exterior, por medio de una palanca adecuada, produce una rotación de igual valor y sentido opuesto del anillo interior. Esto permite modificar la intensidad del campo de un valor máximo al valor máximo en sentido opuesto, pasando por cero, sin modificar la dirección.

Tabla 4.1. Efectos y correcciones de las tolerancias de fabricación y de montaje.

efectos observados en la panralla (exagerados)	corrección necesaria	ajuste	corrección por medio de	
			tipo tetrapolar	excitación adecuada
	$0 \pm 2 \text{ mm}$	simetría línea	45/45	diente de sierra a frecuencia de línea en devanado toroidal.
	$2 \pm 2 \text{ mm}$	simetría campo (superior)	45/45	diente de sierra creciente a frecuencia de cuadro en devanado toroidal durante la primera mitad del barrido de cuadro.
	$2 \mp 2 \text{ mm}$	simetría campo (inferior)	45/45	diente de sierra creciente a frecuencia de cuadro en devanado toroidal durante la segunda mitad del barrido de cuadro.
	$0 \pm 1,5 \text{ mm}$	equilibrio línea	0/90	equilibrio de corrientes en las bobinas de desviación de líneas.
	$0 \pm 1,5 \text{ mm}$	parábola horizontal	0/90	desequilibrio de corriente parabólica a frecuencia de línea en las bobinas de desviación de línea.
	$0 \pm 2,0 \text{ mm}$	equilibrio campo (superior)	0/90	equilibrio de corrientes en las bobinas de desviación de cuadro durante la primera mitad del barrido de cuadro
	$0 \pm 2,0 \text{ mm}$	equilibrio campo (inferior)	0/90	equilibrio de corrientes en las bobinas de desviación de cuadro durante la segunda mitad del barrido de cuadro.

Notas

Los ajustes a la frecuencia de *cuadro* actúan a lo largo del eje vertical de la pantalla.

Los ajustes a la frecuencia de *línea* actúan a lo largo del eje horizontal de la pantalla.

Los ajustes de *simetría* corrigen los errores rojo-azul en la dirección x.

Los ajustes de *equilibrio* corrigen los errores rojo-azul en la dirección y.

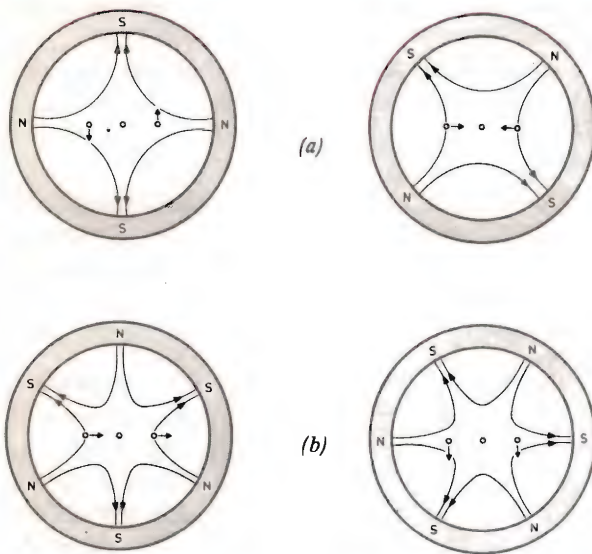


Figura 4.8. El par de imanes de cuatro polos (a) produce desplazamientos iguales en sentido opuesto de los dos haces exteriores. El par de imanes de seis polos (b) produce desplazamientos iguales en el mismo sentido.

El par de imanes de ajuste de la simetría de exploración es similar, pero produce un campo magnético paralelo al plano de los cañones del tubo de imagen. Este campo permite ajustar las líneas horizontales de la imagen.

Los dos pares de imanes de convergencia estática producen:

- uno de ellos un campo de cuatro polos que permite los desplazamientos iguales y opuestos de los dos haces exteriores,
- el otro, un campo de seis polos que permite los desplazamientos iguales y del mismo sentido de los dos haces exteriores (fig. 4.8).

Cada par de imanes de convergencia estática está formado por un anillo interior y otro exterior acoplados por un piñón diferencial y una palanca que permite el desplazamiento del soporte del piñón. El desplazamiento del soporte permite la rotación simultánea de los dos anillos y modifica la dirección del campo magnético pero no su intensidad.

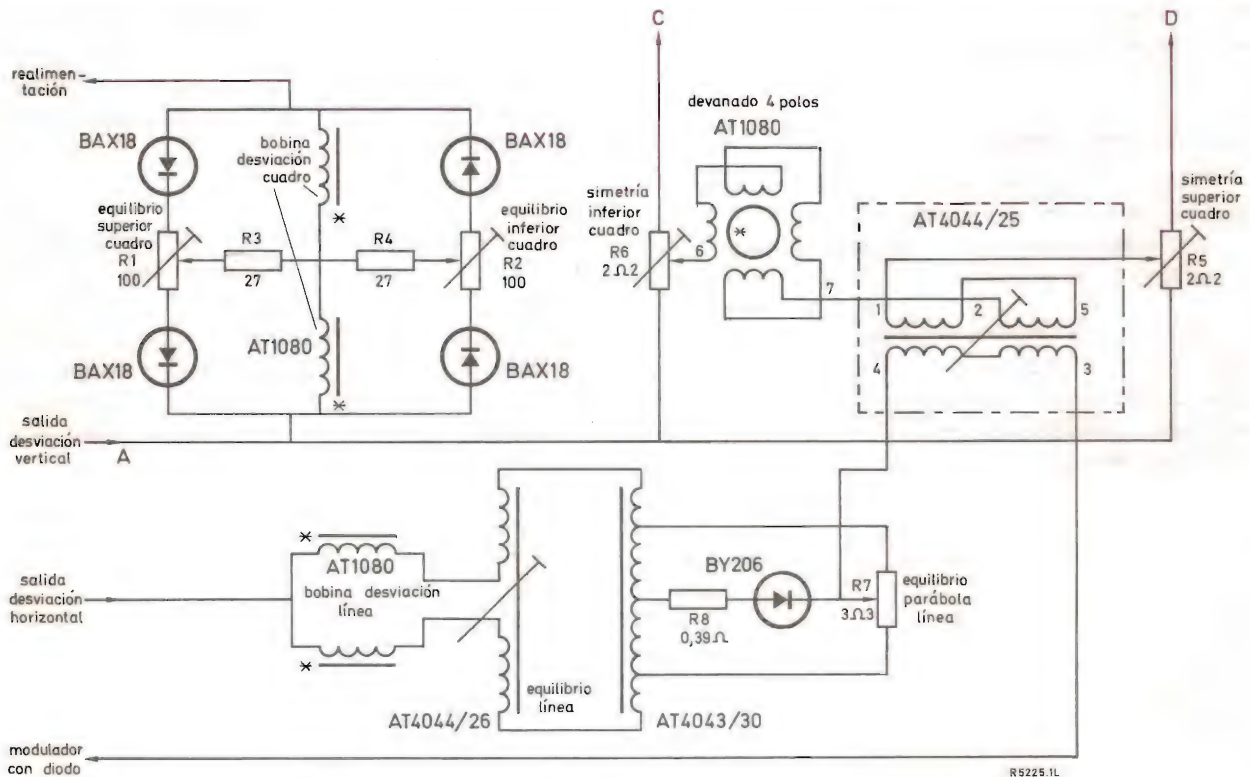


Figura 5.1. Circuito para correcciones dinámicas. El núcleo de ferrita común a los devanados de desviación horizontal y vertical, así como el devanado toroidal de 4 polos, se indica por un asterisco. Las conexiones A, C y D van al circuito de desviación de cuadro.

5. AJUSTE

El ajuste mecánico de la unidad de desviación está asegurado por el anillo de centrado previsto sobre el cono del tubo de imagen. Un ajuste más riguroso se efectúa eléctricamente, lo que permite ajustes independientes a lo largo de los dos ejes de desviación. Este último método no sólo es más cómodo que el precedente, sino que también da mejores resultados.

Las diferentes correcciones necesarias para el ajuste completo del tubo de imagen y del sistema de desviación se describen a continuación. Las correcciones estáticas se efectúan antes que las dinámicas.

5.1. Correcciones estáticas

Estas correcciones se efectúan con ayuda de la unidad descrita en el apartado 4.2. El imán de cuatro polos se ajusta con una imagen de líneas cruzadas en la pantalla para obtener la convergencia rojo-azul, y después el imán de seis polos para superponer la traza rojo-azul y la traza verde. Las trazas horizontales se hacen rectilíneas haciendo girar los imanes de dos polos previstos para la simetría de la exploración. Finalmente, la posición axial de la bobina y el par de imanes de dos polos se ajustan para obtener el óptimo rendimiento de color.

5.2. Correcciones dinámicas

El circuito necesario para las correcciones dinámicas definidas en la tabla 4.1 se representa en la tabla 5.1. Las corrientes de corrección entregadas por este circuito permiten los desplazamientos adecuados.

Corrección de simetría de línea: la corriente de corrección en dientes de sierra a la frecuencia de líneas se aplica al devanado de cuatro polos 45/45, por mediación de la bobina ajustable AT4044/25 situada en serie con las bobinas de desviación horizontal.

Correcciones de simetría de cuadro (superior e inferior): las amplitudes de los semidientes de sierra a la frecuencia de cuadro se ajustan separadamente por medio de los potenciómetros R5 y R6.

Corrección de equilibrio de línea: la bobina ajustable AT4044/26 permite ajustar el reparto de la corriente de desviación en las dos mitades de la bobina de desviación horizontal.

Corrección de "parábola horizontal": la corriente de corrección parabólica obtenida a partir de la tensión en dientes de sierra presente en los bornes del potenciómetro R7, se aplica a las dos mitades de la bobina de desviación horizontal por medio del autotransformador AT4043/30. El nivel de esta corriente se fija por medio del diodo en serie con el resistor R8.

Correcciones de equilibrio de cuadro (superior e inferior): los potenciómetros R1 y R2 controlan el reparto de corrientes entre las dos mitades de la bobina de desviación vertical durante las partes superior e inferior de la exploración de cuadro; los diodos en serie con los potenciómetros quedan en paralelo con R1 o R2 a través de la bobina de desviación, según sea la polaridad de la tensión de barrido.

En todos los casos, la amplitud y/o polaridad de la corrección dependen de los desplazamientos relativos de los elementos móviles (núcleos o potenciómetros) a uno u otro lado de su posición media. La ausencia de circuitos resonantes asegura compatibilidad con equipo de registro de vídeo, dado que se evitan errores de convergencia debidos a variaciones de frecuencia durante la reproducción.

CIRCUITO INTEGRADO TCA 420 A

AMPLIFICADOR FI/FM

PARA ALTA FIDELIDAD

Se describe el circuito integrado TCA420A, especialmente proyectado para equipos de HI-FI, que proporciona no sólo las funciones normales necesarias en un amplificador de FM/FI sino también otras funciones que cumplen las exigencias de los actuales receptores de FM para HI-FI.

INTRODUCCION

El diseño de amplificadores de frecuencia intermedia para FM puede resultar económico y más sencillo si se prescinde del detector de relación, el cual requiere cierto número de componentes y un largo procedimiento de ajuste. En los aparatos de radio alimentados por la red puede lograrse empleando un detector de cuadratura, pero, para obtener una buena supresión de AM, este detector ha de ir precedido de un amplificador de FI que tenga una buena característica de limitación para bajos niveles de señal de entrada. Esto se consigue en televisión con el circuito integrado TBA750 para frecuencia intermedia de sonido, el cual se emplea también en algunos amplificadores de FI. Sin embargo, ese circuito no ha sido diseñado especialmente para emplearlo a 10,7 MHz y, por tanto, no cumple con las condiciones que requieren los modernos receptores de FM para HI-FI alimentados por la red.

El circuito integrado amplificador de FI TCA420A, ha sido diseñado especialmente para equipos de alta fidelidad y proporciona no sólo las funciones normales sino también cierto número de funciones adicionales.

Las funciones normales que realiza este circuito integrado son las siguientes:

- un amplificador de FI para FM totalmente equili-

brado con cuatro etapas que proporcionan una ganancia de tensión total de 65 dB y un nivel de tensión de limitación de 25 μ V para -3dB.

- un detector de cuadratura simétrico que entrega una tensión de salida de 115 mV para $\Delta f = \pm 15$ kHz, $f_m = 70$ Hz.

La combinación de estas dos funciones proporciona un rechazo de AM de 40 dB mín. para una tensión de entrada de 1 mV, con $\Delta f = \pm 15$ kHz, $f_m = 70$ Hz.

Las funciones adicionales de este circuito integrado son las siguientes:

- una tensión de conmutación para decodificador de estéreo que se emplea para pasar automáticamente a estéreo a partir de señales por encima de un nivel ajustable predeterminado,
- una corriente de hasta 200 μ A (referida logarítmicamente al nivel de la señal de entrada) para excitar un indicador de sintonía,
- supresión de respuesta lateral automática, ajustable exteriormente,
- características de funcionamiento para un margen de tensión de alimentación V_p comprendido entre 12 y 15 V,
- funcionamiento con un margen de tensión de alimentación comprendido entre 6 y 15 V.

DESCRIPCION

En la figura 1 se muestra el esquema de bloques del circuito integrado TCA420A y los circuitos periféricos. A continuación se explican las funciones de cada uno de estos bloques teniendo en cuenta el circuito de la figura número 2.

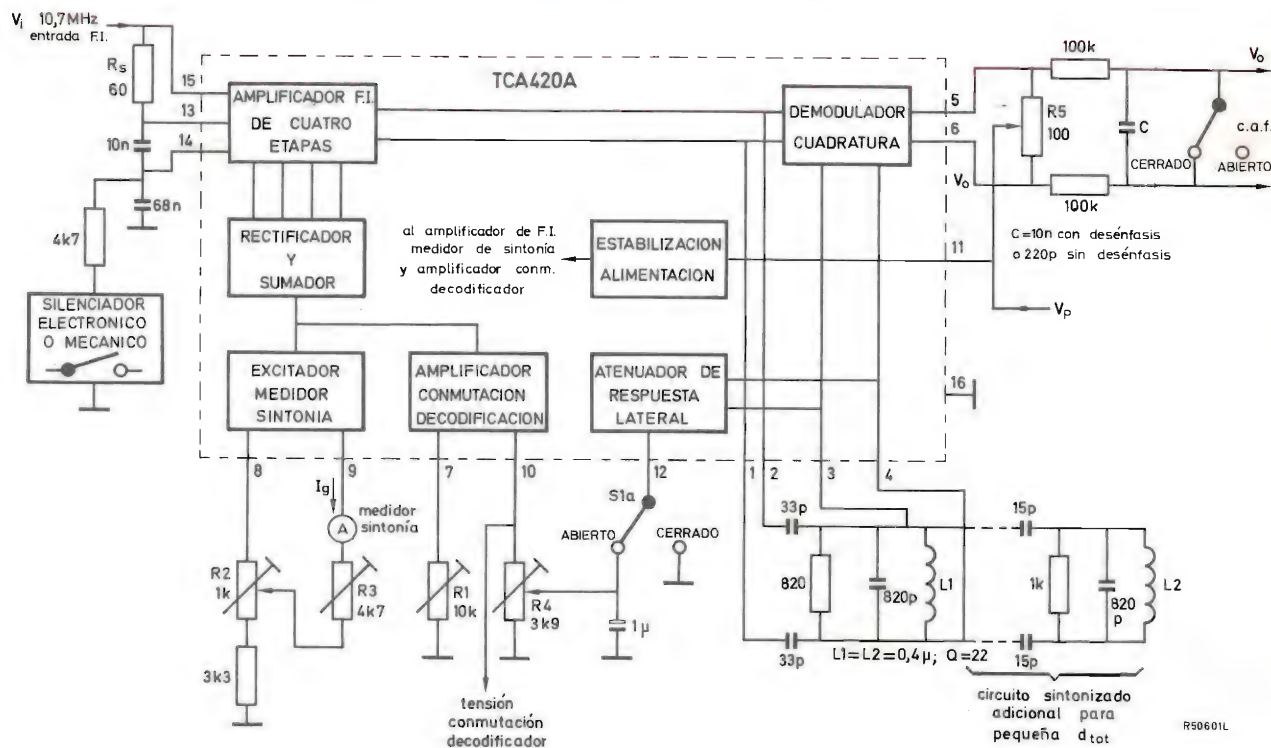
Amplificador de FI

El amplificador/limitador diferencial de cuatro etapas comprende los transistores TR1 a TR28. El circuito de entrada situado entre las patillas 15 y 13 ha de proporcionar una vía de c.c. para la polarización de TR1; la resistencia (R_s en fig. 1) no debe exceder de 2 k Ω . Las cuatro etapas son idénticas y cada una incorpora un rectificador de doble vía (por ejemplo, TR4 y TR5 en la primera etapa) que produce una corriente cuyo valor depende de la tensión de entrada de FI. Estas corrientes

se suman en el resistor R_{44} y la tensión así obtenida se aplica al excitador del medidor de sintonía (TR43-TR46) y al amplificador de conmutación del decodificador (TR41, TR42, TR47 y TR48).

Ajuste del indicador

La elevada amplificación de los receptores de FM produce una gran salida de tensión de ruido del amplificador de FI en ausencia de una señal recibida. La rectificación de esta tensión de ruido daría al indicador una desviación no deseada. Esto se puede compensar ajustando el cero eléctrico del instrumento de medida por medio de R_2 ; la desviación de escala total del instrumento de medida se puede obtener ajustando R_3 (fig. 1). Por otra parte, estos ajustes compensan las tolerancias de las características del circuito integrado. Para circuitos más baratos los controles pueden ser sustituidos por resistores fijos.



S1: Conmutador CAF.

R1: Ajuste de la tensión de conmutación del decodificador.

R2: Ajuste a cero del medidor de sintonía.

R3: Ajuste de la desviación a escala total del medidor.

R4: Umbral de atenuación de la respuesta lateral.

R5: Ajuste cero del CAF.

Figura 1. Esquema de bloques del TCA420A y sus circuitos periféricos.

CIRCUITO INTEGRADO TCA420A. AMPLIFICADOR DE FI/FM PARA HI-FI

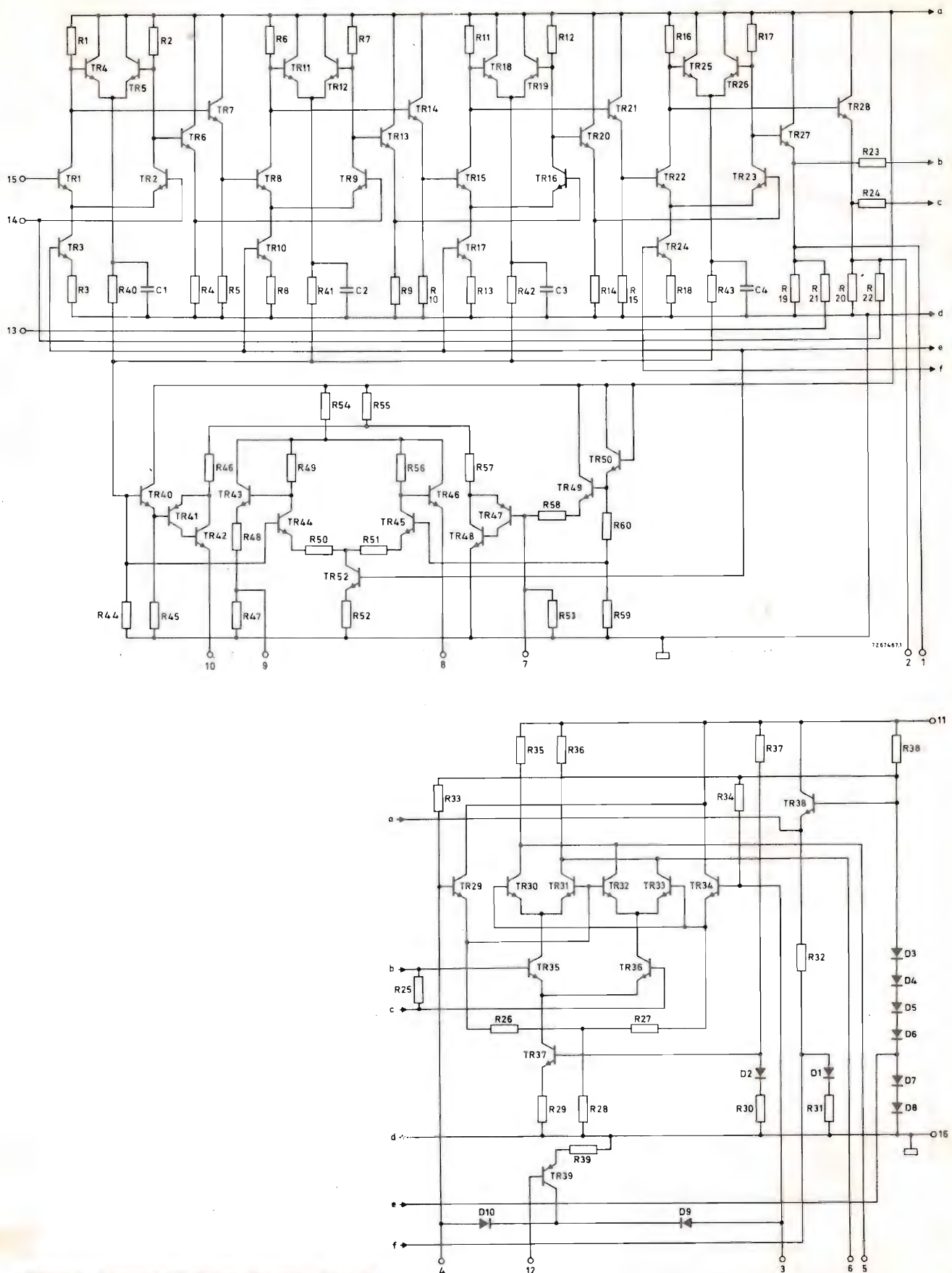


Figura 2. Esquema del circuito integrado TCA420A.

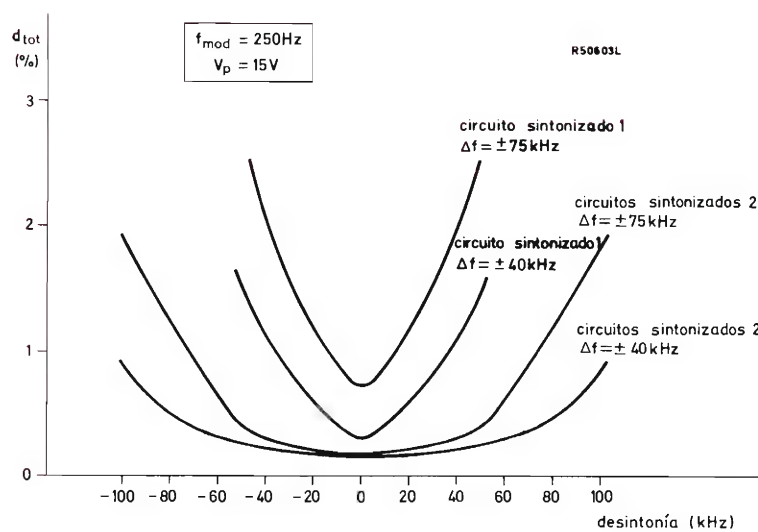
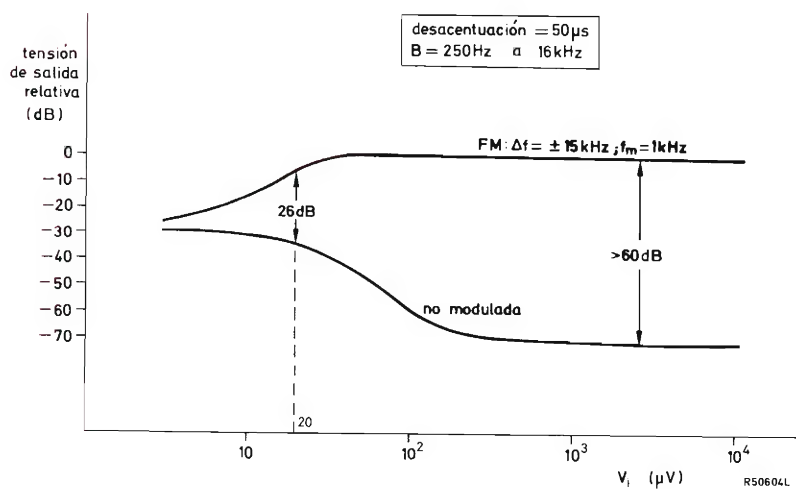
Figura 3. Distorsión d_{tot} en función de la desintonía.

Figura 4. Comportamiento de la relación señal/ruido.

Conmutación del decodificador

El circuito de conmutación del decodificador es un amplificador diferencial. A uno de sus lados se aplica la tensión, dependiente de la entrada, de $R44$ (a través del seguidor de emisor $TR40$, fig. 2). El punto de polarización para el otro lado del amplificador se ajusta por medio del control exterior $R1$ (fig. 1), que está en paralelo con el resistor de base interior ($R53$) de $TR47$. Así $R1$ ajusta el punto de funcionamiento del amplificador y controla la tensión de conmutación del decodificador, la cual es positiva y se toma de la patilla 10 del circuito integrado; esta tensión de conmutación disminuye al aumentar el nivel de la señal de entrada. La compensación de temperatura en el amplificador de conmutación del decodificador viene dada por $TR49$ y $TR50$.

Demodulador de cuadratura

El demodulador de cuadratura simétrico ($TR29$ a $TR37$) necesita entradas que tengan una relación de fase de 90° ; el necesario desplazamiento de fase lo proporciona el circuito sintonizado LC exterior conectado entre los terminales 1-2 y 3-4. Esta red LCR puede comprender uno o dos circuitos sintonizados según sea la relación deseada entre coste y distorsión total. En la figura 3 se muestra la distorsión en función de la desintonía, con uno o dos circuitos sintonizados. La salida de BF se puede tomar de uno de los terminales 5 ó 6, y la tensión de diferencia entre los dos terminales puede ser empleada como una tensión de control de CAF. El generador de corriente ($TR37$) está dispuesto de modo que la corriente del demodulador sea proporcional a la tensión de alimentación. Esto posibilita el empleo de un amplio margen de tensiones de alimentación, pues el punto de funcionamiento óptimo para el demodulador se ajusta automáticamente para la tensión aplicada.

Supresión de respuesta lateral

La tensión de conmutación del decodificador en la patilla 10 se aplica también al control exterior $R4$ (fig. 1) y la tensión en el cursor se aplica a través de la patilla 12 al atenuador de respuesta lateral. Así, la tensión positiva en la patilla 12 disminuye al aumentar la señal de entrada. El umbral para el circuito supresor de respuesta lateral se ajusta por medio de $R4$, con el cual se fija el nivel de señal de FI por debajo del cual $TR39$ conduce. Si la señal de FI cae por debajo de ese nivel, la conducción de $TR39$ hace que los diodos $D9$ y $D10$

conduzcan, lo cual amortigua el circuito sintonizado exterior en el demodulador. Si se necesita esta supresión de respuesta lateral es conveniente emplear los conmutadores de doble polo $S1a$ y $S1b$ representados en la figura 1. El circuito amortiguador puede ocasionar desequilibrio en el circuito demodulador de cuadratura dando lugar a un desplazamiento de c.c. de la tensión de CAF. Por eso es mejor desconectar el circuito amortiguador cuando al final de la sintonía se conecta el CAF.

Posibilidad de silenciamiento (muting)

Los ruidos de conmutación (por ejemplo, cuando se cambia de emisoras presintonizadas o cuando se conecta o desconecta el receptor) pueden suprimirse reduciendo la ganancia de FI durante la conmutación. Esto se consigue conectando a masa la patilla 14 del resistor de $4,7\text{ k}\Omega$ y un conmutador mecánico o electrónico.

Estabilización de la tensión de alimentación

El transistor $TR38$ y los diodos $D3$ a $D8$ proporcionan la estabilización de la tensión de alimentación para las etapas de FI, el excitador de indicador de sintonía y el amplificador de conmutación decodificador.

CARACTERÍSTICAS

A no ser que se indique lo contrario, las siguientes características corresponden a una señal de entrada de $10,7\text{ MHz}$, $V_P = 15\text{ V}$, $R_s = 60\ \Omega$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ (véase fig. 1) y con el circuito integrado TCA420A montado en placa de circuito impreso.

Tensión de limitación de entrada (-3 dB) V_{15-16} $25\ \mu\text{V}$

Tensión de salida de BF

- con señal de entrada de 1 mV ;
 $\Delta f = \pm 15\text{ kHz}$; $f_m = 1\text{ kHz}$ V_{6-16} 115 mV
- en función de la tensión de alimentación V_P
 $12\text{ V} < V_P < 15\text{ V}$; variación de salida de BF en patilla 6 por cada variación de un voltio en V_P ΔV_{6-16} 9 mV/V **21**

Distorsión

- con un circuito sintonizado LC en el demodulador
 - para $\Delta f = \pm 15$ kHz; $f_m = 1$ kHz 0,2%
 - para $\Delta f = \pm 75$ kHz; $f_m = 1$ kHz 0,8%
- con dos circuitos sintonizados LC en el demodulador
 - para $\Delta f = \pm 75$ kHz; $f_m = 1$ kHz 0,2%

La distorsión d_{tot} en función de la desintonización se muestra en la figura 3 para el caso de que se prevea obtener una mejora con un circuito sintonizado adicional.

Relación señal/ruido

El comportamiento de la relación señal/ruido se muestra en la figura 4.

Rechazo de AM

Con modulación FM de $\Delta f = \pm 15$ kHz, $f_m = 70$ Hz y simultáneamente modulación AM de $m = 30\%$, $f_m = 1$ kHz:

señal de entrada V_{15-16} de 0,3 a 100 mV $\alpha > 40$ dB

Tensión de conmutación del decodificador

Sin señal de entrada en la patilla 15, la tensión de salida c.c. en la patilla 10 puede ser ajustada por medio de $R1$ (fig. 1) a un nivel entre 1,25 y 1,9 V. Dentro de su área de funcionamiento (señal de entrada > 150 μ V), la tensión V_{10-16} varía de 1,3 a 0,8 V con un aumento de 6 dB en el nivel de la señal de entrada. Puesto que la

tensión de salida de c.c. disminuye al aumentar la entrada de FI, es muy aconsejable un circuito decodificador de estéreo como el TCA290A para conmutar de mono a estéreo.

Salida indicadora de sintonía

La tensión en la patilla 9 aumenta aproximadamente de forma logarítmica en un margen de cuatro décadas de la tensión de entrada de FI.

Con $R_{indicador} = 2$ k Ω , $R3 = 0$ y con $R2$ ajustado de modo que $I9$ (fig. 1) = 0 para $V_i = 0$, tendremos $I9 > 140$ μ A (valor típico 200 μ A) para $V_i = 120$ mV.

Característica de CAF

El desplazamiento central de la curva del detector de FM es de 7 kHz valor típico, para señales de entrada de FI que estén dentro del margen de $V_{15-16} = 30$ μ V a 1 mV.

Obsérvese que, debido a la tolerancia de las características del TCA420A para $V_P = 15$ V, la componente c.c. en la salida de CAF en las patillas 5-6 puede tener cualquier valor comprendido entre +350 mV y -350 mV para 10,7 MHz; en la práctica, esto puede ser corregido por medio de un potenciómetro exterior $R5$.

Supresión de respuesta lateral

Después del ajuste de la tensión de conmutación del decodificador (V_{10-16}) al nivel necesario por medio de $R1$ (fig. 1), el nivel de supresión de respuesta lateral puede ser ajustado mediante $R4$. Un valor típico es una supresión de 10 dB de las señales de entrada inferiores a 40 μ V.

TRANSDUCTORES NEUMATICOS DE PXE PARA SONIDOS Y ULTRASONIDOS

Se describen en este artículo las principales características y aplicaciones de los transductores cerámico-piezoeléctricos para ultrasonidos, poniendo de manifiesto las ventajas e inconvenientes de su empleo en equipos de control y vigilancia.

1. GENERALIDADES

Los materiales de cerámica piezoeléctricos poseen todas las cualidades precisas para servir como transductores neumáticos para sonidos y ultrasonidos de montaje tan seguro, que funcionarán satisfactoriamente, aún en condiciones atmosféricas desfavorables. Tales transductores pueden usarse tanto como generadores como receptores de ultrasonidos. Tienen numerosas aplicaciones, no solamente porque los ultrasonidos están más allá del límite superior de frecuencia perceptible por el oído humano (lo cual es interesante en dispositivos de alarma contra robo) sino también debido a que operan con longitudes de onda corta, de unos pocos milímetros. Esto significa que pueden producirse haces ultrasonoros direccionales con transductores muy pequeños.

Los transductores sonoros para las más bajas frecuencias (dentro de los límites de audición) son usualmente más pequeños que la longitud de onda del sonido para el cual son usados, de modo que tienen un diagrama de radiación esférico. Para frecuencias más elevadas la longitud de onda es menor que el tamaño del transductor. En estas condiciones el transductor asume características de directividad acusadas. Así mismo, a medida que la frecuencia aumenta los efectos de refracción y difracción del haz sonoro por los obstáculos se hacen cada vez más y más pequeños, hasta que, finalmente el sonido es radiado casi según una línea recta, casi como la luz. La

analogía aún continúa: análogamente a las señales luminosas en las instalaciones de haces luminosos, las señales sonoras recibidas y detectadas pueden usarse para control y conteo. Mientras que los transductores utilizados en el campo de los sonidos audibles tienen a menudo un ancho de banda grande, los transductores resonantes usados en las aplicaciones de los ultrasonidos deben tener un ancho de banda relativamente estrecho.

Una instalación de ultrasonidos operando con un emisor y un receptor separados precisa de un generador de corriente alterna (con un amplificador de potencia, si es preciso) y un amplificador de micrófono. El generador de corriente alterna debe poder producir la frecuencia requerida por el transmisor, la cual es lograda por medio de un oscilador graduable o un apropiado montaje de realimentación.

2. APLICACIONES

Aplicaciones importantes de los transductores neumáticos de ultrasonidos son, por ejemplo, el control a distancia de proyectores de diapositivas y receptores de televisión. Comparados con los sistemas de radiocontrol, los sistemas de ultrasonidos tienen la ventaja de que no producen radiación electromagnética y por tanto no pueden jamás interferir con las instalaciones radiocontroladas próximas u otros equipos sensibles de radio.

El control por ultrasonidos de un proyector de diapositivas requiere cuatro canales (frecuencias) a saber: una para el desplazamiento hacia adelante y otra para el desplazamiento hacia atrás de las diapositivas y dos para el enfoque (para los circuitos véase las secciones 5.2 y 6.3). Un receptor de televisión en color precisa hasta quince canales para un control a distancia, o sea, aumento de volumen, disminución de volumen, más color, menos color, aumento de luminosidad, disminución de luminosidad, hasta ocho para elegir el canal y conectar o desconectar el receptor. El alcance de este sistema de control a distancia es corrientemente de 10 metros, pero en algunos casos su eficacia está limitada por las paredes circundantes de modo que es poco probable que un generador de ultrasonido que trabaja en un espacio cerrado perturbe a los receptores situados al otro lado de las paredes de dicho espacio. Un requisito adicional es que el tamaño, así como el consumo de potencia de un emisor de ultrasonidos alimentado por batería deben mantenerse al mínimo posible.

Otra aplicación interesante es la instalación de un haz sonoro como el empleado en los sistemas de alarma contra robo (para los circuitos ver la sección 6.2). Para lograr la acción directiva requerida, es corriente que las instalaciones del haz sonoro funcionen con frecuencia elevada. El receptor del sonido (micrófono) y el transmisor deben montarse uno delante de otro, o uno al lado de otro si se dispone de un reflector sonoro apropiado. Como los ultrasonidos pueden ser conducidos por medio de tubos estrechos curvados puede llegarse así a puntos que de otro modo serían inaccesibles. Cualquier objeto cuya presencia pueda interrumpir o perturbar el haz sonoro será detectado, incluso los transparentes para los cuales las instalaciones de haces luminosos son ineficaces. Las dimensiones de los objetos detectados debe de ser grande comparado con la longitud de onda del ultrasonido empleado. Otra ventaja sobre las instalaciones de haces luminosos es que a las instalaciones de haces sonoros se las puede dar una estructura muy robusta, lo que las hace insensibles a la suciedad y al polvo. La fiabilidad es mucho mayor debido a la ausencia de una lámpara incandescente y, finalmente, es absolutamente necesario para los sistemas de alarma contra robo que el haz empleado sea invisible.

En su forma más simple, la instalación de ultrasonidos consta de un amplificador y dos transductores de ultrasonidos que están acoplados acústicamente y forman un sistema auto-resonante con el amplificador (para los circuitos ver la sección 6.1). Tan pronto como el acoplamiento entre los dos transductores se altera, el sistema completo deja de oscilar. La tensión de la corriente alterna rectificada puede ser utilizada para encender una bombilla, activar un relé o disparar un tiristor.

Los transductores con un gran ancho de banda permiten la modulación del haz de ultrasonidos y las instalaciones de esta naturaleza están caracterizadas por su insensibilidad o interferencias de ruido. Además, los haces ultrasonoros modulados pueden emplearse para control a distancia: pruebas experimentales han dado resultados satisfactorios a distancias de más de diez metros. El haz ultrasonoro puede también modularse por la palabra, lo que permite el empleo de transductores en sistemas de intercomunicaciones, el cual puede ser excepcionalmente útil en ambientes ruidosos.

Empleando el efecto Doppler, los ultrasonidos pueden ser utilizados para la medida de velocidad. Si el haz sonoro que procede del emisor choca con un objeto reflector móvil, el receptor registrará un desplazamiento de frecuencia directamente proporcional a la velocidad. Si solamente se necesita acusar la presencia de personas u objetos en movimiento (por ejemplo, sistemas de alarma contra robo) el equipo sólo debe responder al desplazamiento de frecuencia, sin indicar su valor (detectores de movimiento, véase la sección 6.2). En tales casos el emisor y el receptor están generalmente en la misma caja.

Otras aplicaciones interesantes son localización de fugas en vasijas de vacío o de presión y localización de descargas en corona. Entrada y salida de gases y descargas eléctricas, producen ultrasonidos que pueden convertirse en una señal eléctrica por medio de un transductor ultrasónico, o pueden hacerse audibles previa modificación de su frecuencia. Un circuito diseñado para una instalación de este tipo es el descrito en la sección 6.4.

Transductores de banda ancha son también muy apropiados para operar con impulsos. Pueden medirse distancias por medio del método del impulso-eco, por ejemplo, niveles en depósitos y silos. El ultrasonido proporciona un medio excelente para medir la velocidad del viento con indicación remota. Si un haz ultrasonoro pasa a través de aire en movimiento, la velocidad del sonido aumenta o disminuye según sea el sentido del viento. El desplazamiento de fase (a mayor velocidad del viento, mayor desplazamiento de frecuencia) entre el emisor y el receptor proporciona una medida de la velocidad del viento. El mismo principio puede ser aplicado para medir corrientes de gases o de líquidos. En varias aplicaciones debe tenerse en cuenta la dependencia de frecuencia de la difracción y de la absorción. Por ejemplo, si la longitud de onda del sonido y el tamaño del objeto que ha de ser localizado son aproximadamente iguales, el sonido difractado dentro del "área de sombra" puede impedir su localización. En estos casos es conveniente trabajar con frecuencias más elevadas. Por otra parte, la absorción de los ultrasonidos por el aire aumenta rápidamente con la frecuencia. Para fines prácticos se usan distancias

de valor medio. Estas son las distancias para las cuales la presión del sonido ha disminuido un 50%. Las distancias de valor medio dadas en la tabla 1 son útiles para proyectos prácticos.

Estas distancias de valor medio dependen de la humedad, temperatura y polución del aire. Además de esta reducción del alcance de los ultrasonidos al aumentar la frecuencia, debe tenerse en cuenta que la presión del sonido también se reduce debido a las dimensiones más pequeñas requeridas por el transductor sonoro.

Tabla 1. Distancias de valor medio para proyectos prácticos

frecuencia (kHz)	distancia valor medio (metros)
20	10
50	3
100	2

3. CONSTRUCCION Y CARACTERISTICAS DE LOS TRANSDUCTORES NEUMATICOS DE ULTRASONIDOS

Resonadores por flexión de delgados discos metálicos, movidos por discos encolados PXE y placas flexibles bimorfas PXE 5, son dispositivos excelentes para la producción y recepción de ultrasonidos. La razón principal para ello es que pueden ser bien emparejados para la baja impedancia acústica del aire. Como consecuencia se obtiene un relativamente alto rendimiento electroacústico (alrededor del 10%).

Consideramos en primer lugar los transductores de discos metálicos y los transductores de diafragma y después el transductor 36 kHz de placa bimorfa especial cuadrada.

3.1. Transductores de diafragma y disco metálico

La figura 1 muestra algunos transductores neumáticos de ultrasonidos radialmente simétricos y sus modos respectivos de vibración. En cada caso el disco PXE está unido a una placa metálica de manera que el conjunto formado flexione durante el funcionamiento en la forma indicada por las líneas de trazos. Si la frecuencia de resonancia (mecánica) de este resonador corresponde a la frecuencia de la tensión aplicada, la amplitud de la flexión y, por tanto, la radiación ultrasonora en el aire ambiente, son máximas.

Sin ulterior precaución, el resonador representado en la figura 1a producirá amplitudes en fases opuestas

simultáneas las cuales suprimen parcialmente las ondas sonoras radiadas, con el inevitable resultado de una muy baja emisión acústica. Sin embargo, si las áreas exteriores del resonador se blindan hasta el círculo nodal de vibración por medio de un material elástico absorbente del sonido (tal como el corcho o goma-espuma), que puede actuar como el elemento de montaje al propio tiempo, solamente el área central del resonador radiará sonido. (Alternativamente, el área central puede estar blindada). Un inconveniente de este tipo simple de transductores ultrasonoros es su montaje abierto el cual no es apropiado para ser usado en ambientes húmedos y polvorientos.

Aunque el transductor representado en la figura 1b tiene un rendimiento elevado, es nuevamente montaje abierto por lo que es inapropiado para atmósferas húmedas y polvorrientas. Sin embargo, los tipos de dia-

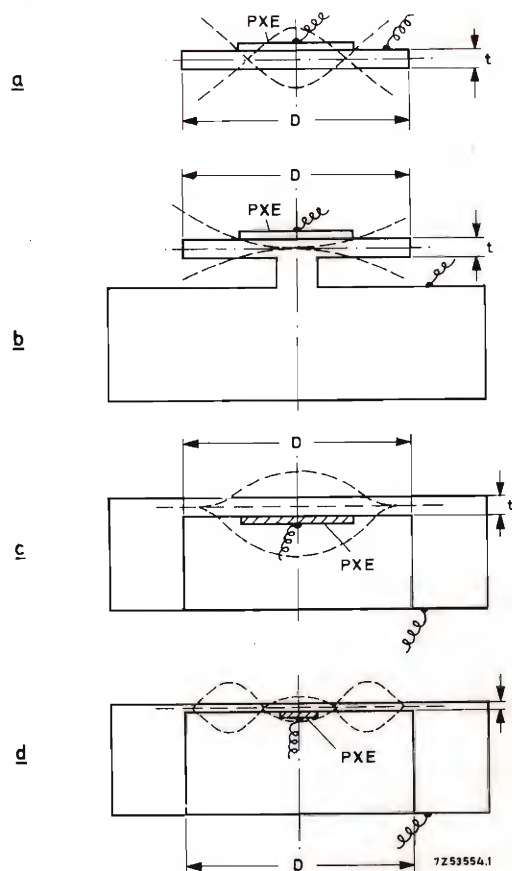


Figura 1. Cuatro tipos diferentes de transductores ultrasonoros de simetría radial. (a) Construcción abierta, variación antinodo en el centro; (b) Construcción abierta, variación nodo en el centro; (c) Construcción cerrada, resonancia fundamental; (d) Construcción cerrada, primer armónico.

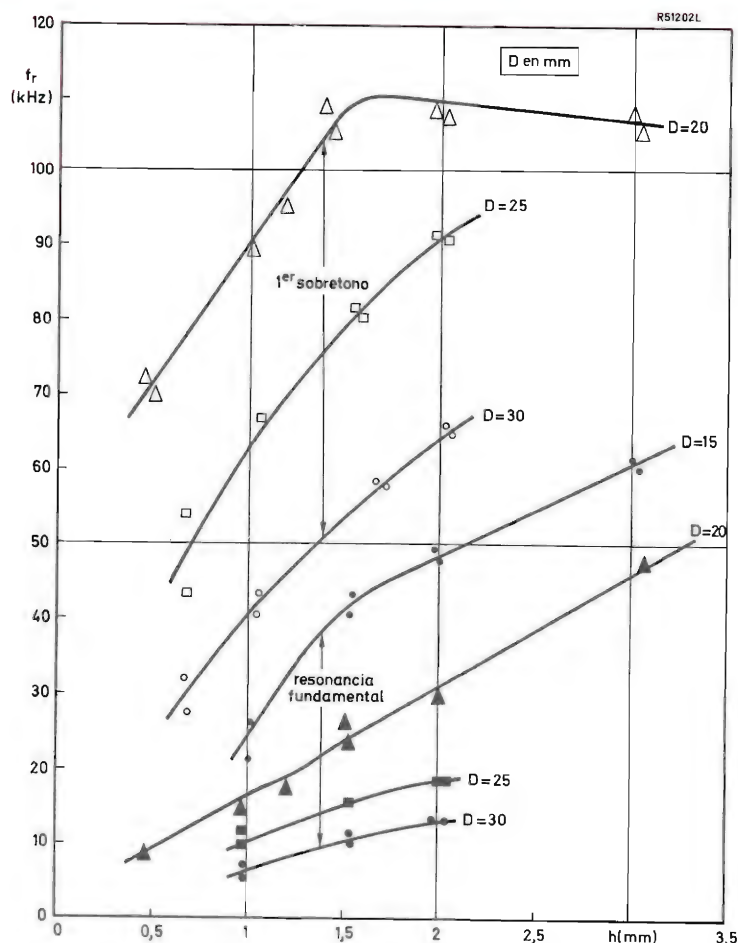


Figura 2. Frecuencia de resonancia f_s de transductores de ultrasonidos (discos PXE5, diámetro 10 mm, espesor 1 mm). El parámetro D es el diámetro de la membrana.

fragma que muestran las figuras 1c y 1d, donde el resonador está apoyado por el borde, pueden adoptar una construcción cerrada muy robusta y altamente resistente al polvo y a la humedad. Una ventaja adicional es la posibilidad que ofrecen de cambiar fácilmente la frecuencia de resonancia (mecánica) mediante tratamiento mecánico. El tipo representado en la figura 1c funciona satisfactoriamente para altas frecuencias (≥ 40 kHz) y tiene buenas características respecto a directividad y formación de haces (gran relación entre el diámetro de la membrana y la longitud de onda ultrasonora en el aire). Para los transductores de las figuras 1a y 1b, el diámetro del disco PXE no es crítico. Sin embargo, para los tipos de las figuras 1c y 1d, el diámetro del disco PXE no deberá ser mayor que $0,35 D$ y $0,25 D$ respectivamente, siendo D el diámetro del diafragma metálico.

mentos de flexión descritos puede ser dada aproximadamente por la expresión:

$$f_{sn} = k_n \frac{h}{D^2}, \quad (1)$$

en la que h es el espesor y D es el diámetro del disco metálico o diafragma y k_n es una constante del material que depende del montaje y del modo de vibración (n indica el orden del armónico).

Para un diafragma de aluminio o acero fijado por el borde, no unido al disco PXE, k tiene los siguientes valores (teóricos):

resonancia fundamental (fig. 1c), $k_0 = 10^4$ Hz.m,
primer armónico (fig. 1d), $k_1 = 4 \cdot 10^4$ Hz.m.

Sin embargo, el disco PXE también influye en la frecuencia de resonancia (mecánica) con el resultado de que los valores anteriores no son generalmente muy exactos; es mejor medir la frecuencia de resonancia real.

Las curvas de la figura 2 muestran los resultados de cierto número de medidas llevadas a cabo con discos de aluminio de distinto tamaño. Todos los discos fueron fijados por el borde (fig. 1c y 1d) y un disco de PXE5 (diámetro 10 mm, 1 mm de grueso) se pegó en el centro de cada uno.

3.2. Directividad y presión del sonido

Si un transductor de flexión ha de funcionar como emisor, es esencial conocer la directividad del sonido radiado. (Así mismo, es necesario conocer la característica direccional cuando se usa como micrófono). Para el llamado "campo lejano", o sea, distancia $> D^2/2\lambda$, esta directividad depende del diámetro D del área radiante, la distribución de la amplitud de vibración en dicha área y la longitud de onda λ en el aire (fig. 3). Para casos en los cuales $\lambda < D$, el ángulo total, α , del haz de sonido principal dirigido a lo largo del eje de simetría puede ser calculado con precisión a partir de D y λ solamente

$$\sin \alpha/2 \approx \lambda/D \approx \frac{v}{Df}, \quad (3.2)$$

en la que v es la velocidad del sonido en el aire ($v = 344$ m/s a 20°C) y f es la frecuencia de trabajo. Si $\lambda \ll D$, se obtiene un haz estrecho y buena directividad.

Al mismo tiempo se produce cierto número de lóbulos. La relación anterior no es aplicable si $\lambda \geq D$, debido a que la característica direccional adopta entonces una forma esférica. La forma de haz puede lograrse también por medio de un reflector acústico cóncavo. En este caso el diámetro del reflector debe ser mucho mayor que la longitud de onda.

En general se requiere un haz sonoro estrecho debido a que se reducen las interferencias y hay menos posibilidad de acoplamientos no deseados, por ejemplo, por la reflexión de los objetos fuera del haz principal. Por otra parte, un haz estrecho puede ser desviado de su recorrido original entre emisor y receptor por la influencia de turbulencia. Cuando más estrecho es el haz y mayor es la distancia, más significativa es dicha posible desviación.

La relación entre la presión del sonido en un punto dado en el aire ambiente y la energía eléctrica de entrada depende del rendimiento electroacústico del transductor y de su característica direccional. Para el transductor que se describe, la presión del sonido a lo largo del eje de

simetría, p_a , está dada por

$$p_a = p_0 \frac{\sqrt{P}}{l}, \quad (3.3)$$

en la que P es la energía eléctrica de entrada del transductor, l es la distancia desde el transductor y p_0 es una constante (la presión sonora para una entrada de 1 W y a una distancia de 1 m). Experimentalmente se encontró que los armónicos (fig. 1d) que se producen en haces más estrechos, dan generalmente mejores resultados (mayor p_0) que la resonancia fundamental.

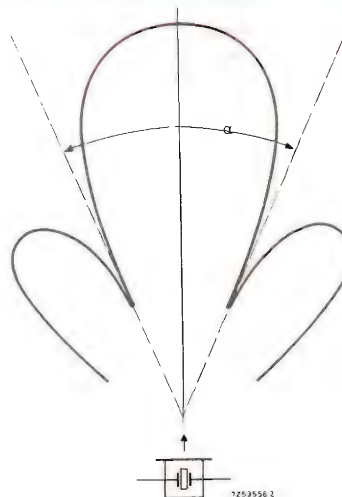


Figura 3. Característica direccional de un transductor de ultrasonidos.

4. DISEÑO Y CARACTERÍSTICAS DE UN TRANSDUCTOR NEUMATICO DE ULTRASONIDOS DE 36 kHz

La figura 4 muestra un transductor neumático de ultrasonidos para una frecuencia de unos 36 kHz formado por un elemento bimorfo de flexión PXE cuadrado (8 mm por 8 mm y un espesor de 0,6 mm), cuyas caras están recubiertas por una delgada película de plata. Una placa metálica especialmente diseñada en la parte superior mantiene centrado el elemento PXE entre dos bordes opuestos y una placa análoga en la inferior (girada 90° con respecto a la superior) hace lo mismo con los otros dos bordes opuestos. Ambas placas metálicas sirven también como contactos eléctricos. La parte central del elemento PXE vibra en contrafase con los bordes, de manera que, sin otra precaución, se cancelará cierta parte del ultrasonido radiado, lo cual resultará

en un rendimiento muy bajo. Esto se remedia protegiendo la parte central del elemento PXE con una placa metálica que evite la radiación directa desde allí. Como resultado secundario se produce al propio tiempo la conversión de fase del sonido que sale lateralmente, de modo que se refuerza así la radiación de las esquinas del elemento cuadrado forzada.

Los elementos flexibles bimorfos basados en el principio anterior presentan un factor de acoplamiento y una sensibilidad mayor que los otros tipos en los que el elemento PXE está pegado a un diafragma o placa de metal.

La figura 5 muestra que el transductor de ultrasónicos tiene una frecuencia de resonancia específica. El comportamiento eléctrico del transductor puede ser explicado convenientemente por medio del circuito equivalente representado en la figura 6.

Hay dos frecuencias características:

- la frecuencia de resonancia en serie $f_s = 36,5$ kHz, para la cual la admitancia del transductor tiene una máxima:

$$|Y_s| \approx 3,3 \cdot 10^{-3} S \hat{=} |Z_s| \approx 300 \Omega \quad (|Z| = \text{impedancia})$$

- la frecuencia de resonancia en paralelo $f_p = 39$ kHz, para la cual la admitancia del transductor tiene una mínima:

$$|Y_p| \approx 6 \cdot 10^{-5} S \hat{=} |Z_p| \approx 15 \text{ k}\Omega.$$

Las características del transductor dependen en gran medida de la carga eléctrica, para la cual en principio asignamos un valor real R .

Esta resistencia puede ser considerada como la resistencia de entrada a un amplificador de micrófono, o la resistencia interna de un generador transmisor, ya que la característica de las dos condiciones de trabajo no difieren mucho. Cuando no hay carga eléctrica efectiva ($R \ll |Z_s|$ o $R \gg |Z_p|$), el transductor tiene un factor de calidad aproximadamente igual a 60, lo cual significa un ancho de banda 3 dB de unos 0,6 kHz.

La figura 7 muestra la variación de la frecuencia de respuesta máxima f_M en función de R , la resistencia eléctrica. La frecuencia de respuesta máxima es la frecuencia para la cual la sensibilidad del micrófono o la presión del sonido del emisor alcanza su máximo. La figura 8 muestra el ancho de banda de manera análoga. Nótese que f_M se desplaza de f_s a f_p al aumentar la carga, mientras que para $R = 2 \text{ k}\Omega$ se establece un ancho de banda máximo de unos 3 kHz. El correspondiente valor f_M está situado hacia la mitad entre f_s y f_p .

La tensión V y la potencia eléctrica de salida P , pro-

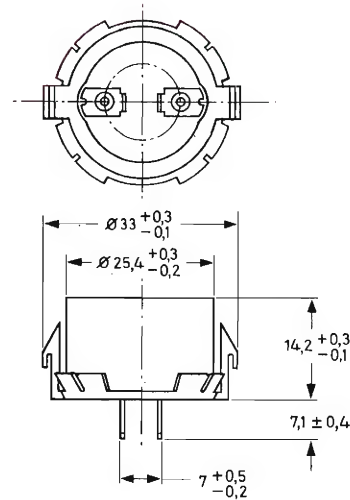


Figura 4. Construcción de un transductor neumático de ultrasónicos de 36 kHz.

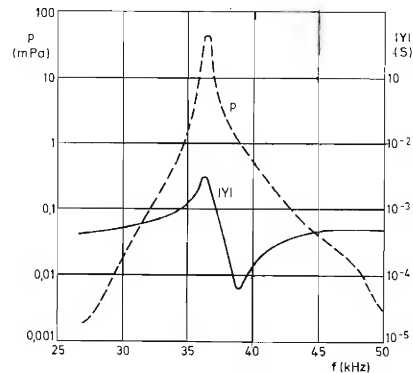


Figura 5. Admitancia $|Y| = |I/V|$ y presión sonora p a una distancia de 1 m, en función de la frecuencia para el transductor de fig. 4 ($V = 0,1 \text{ V}_{\text{ef}}$).

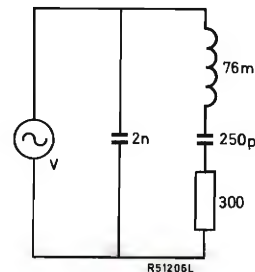


Figura 6. Circuito equivalente del transductor.

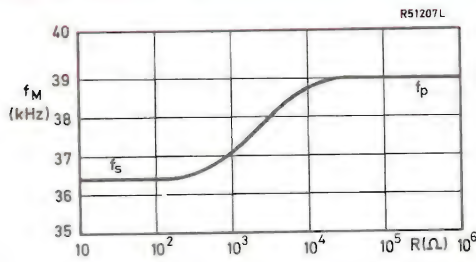


Figura 7. Frecuencia de respuesta máxima f_M del transductor en función de la resistencia R .

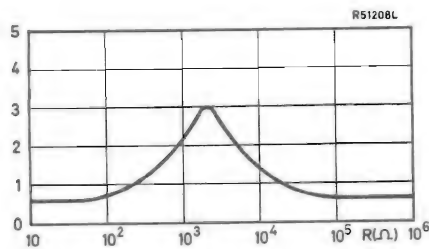


Figura 8. Ancho de banda del transductor en función de la resistencia R .

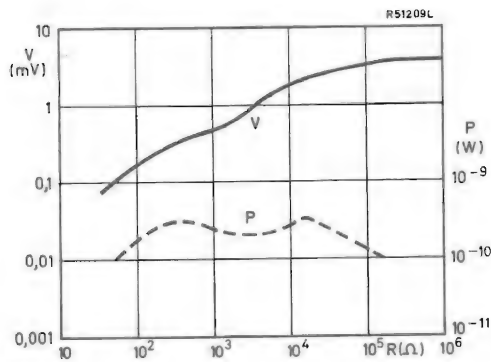


Figura 9. Tensión producida V y potencia P del transductor a la frecuencia f_M operando como receptor, en función de la resistencia de carga, a una presión sonora de $p = 0,1$ Pa.

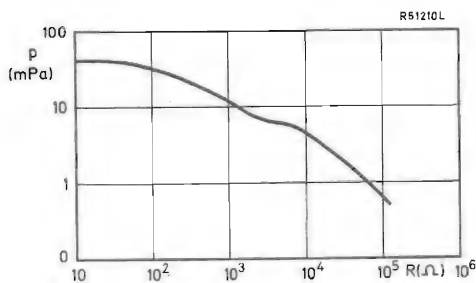
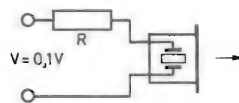
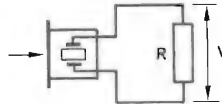


Figura 10. Presión sonora de salida p del transductor a la frecuencia f_M operando como emisor, en función de la resistencia de generador R ($V = 0,1$ Vef, distancia 1 m).

ducida cuando el transductor está funcionando como un receptor (presión sonora $0,1$ Pa) puede verse en la fig. 9. La relación entre la potencia eléctrica de salida y la resistencia de carga R contiene una indicación clara de que en la serie de valores R de 100Ω hasta 50 k Ω el rendimiento permanece prácticamente constante. Lo mismo es aplicable cuando el transductor funciona como transmisor de sonido.

La figura 10 muestra la presión sonora obtenida a una distancia de 1 m para $V = 0,1$ Vef. Debe notarse que durante la transmisión la presión sonora no disminuye sólo en $1/l$ (siendo l la distancia), sino que además se amortigua en $1,4$ dB/m debido a la absorción por el aire (distancia media ≈ 4 m). Además al variar el consumo de potencia, cambian también algunos otros valores. Por ejemplo, los valores de la tabla 2 se han obtenido para $R = 0$ y $V = 0,1$ Vef, y 3 Vef.

El ancho de banda del transductor puede ampliarse considerablemente si, aparte de la resistencia de carga R , se conecta una inductancia de unos 7 mH en paralelo (L_{par}) o en serie (L_{ser}) con el transductor (fig. 11). Este valor difiere ligeramente del calculado porque aquí se ha tenido en cuenta el efecto acústico de la placa de cubierta. Una curva de respuesta plana se obtiene eligiendo una resistencia de carga de 390Ω (bobina en serie) ó 10 k Ω (bobina en paralelo).



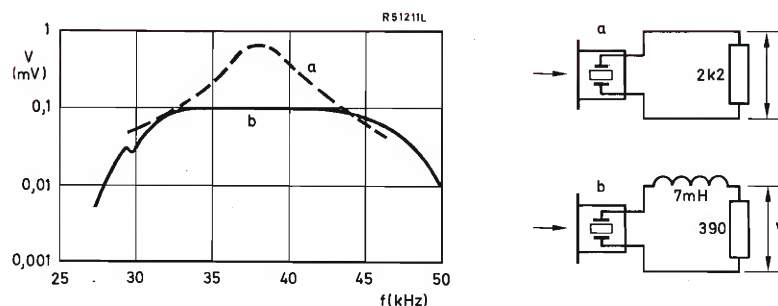


Figura 11. Tensión V generada del transductor funcionando como receptor, en función de la frecuencia y a la presión sonora de $p = 0,1$ Pa (a) Con una resistencia de carga de $2,2 k\Omega$; (b) Con una inductancia en serie de $7 mH$ y una resistencia de carga de 390Ω .

En tanto que la sensibilidad de un microfóno transductor con una inductancia en serie ($R = 390 \Omega$) es aproximadamente de $1 mV/Pa$ ó $5 mV/Pa$ con una inductancia en paralelo ($R = 10 k\Omega$) la presión sonora a una distancia de $1 m$ producida por un transmisor para $V = 0,1 V_{ef}$ es de $0,007 Pa$ para conexión en serie y $0,002 Pa$ para conexión en paralelo. De lo indicado se deduce que al diseñar los circuitos electrónicos asociados con estos transductores, deben tenerse en cuenta las impedancias de entrada y de salida. La figura 12 muestra la característica de directividad de un transductor neumático de $36 kHz$.

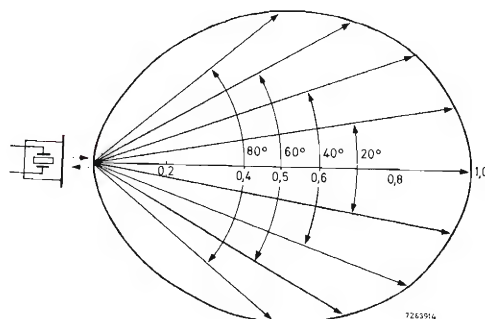


Figura 12. Característica direccional de un transductor trabajando como emisor y como receptor. La presión sonora relativa (emisión) y la sensibilidad relativa (receptor) están representadas en una escala lineal.

Tabla 2. Valores característicos para un transductor neumático de $36 kHz$ (emisor) para diferentes versiones de funcionamiento.

parámetro	unidad	$V = 0,1 V_{ef}$	$V = 3 V_{ef}$
f_s	kHz	36,5	36
Δf (3 dB)	kHz	0,6	1,5
$ Z_s $	Ω	300	600
presión sonora p (1 m distancia)	Pa	0,04	0,5

5. CIRCUITOS TRANSMISORES PARA TRANSDUCTORES NEUMATICOS DE ULTRASONIDOS DE 36 kHz

Hay dos tipos diferentes de circuitos transmisores. En un circuito simple, generalmente adecuado para una sola frecuencia (canal), el mismo transductor es el elemento gobernante de la frecuencia. En este caso la frecuencia está limitada al margen comprendido entre la frecuencia resonante en serie y la frecuencia resonante en paralelo. La transmisión de un rango de frecuencia más amplio,

por ejemplo para control a distancia multicanal, se requiere un oscilador separado cuya frecuencia no esté afectada por el transductor. Ambos sistemas serán discutidos con detalle en las secciones siguientes.

5.1. Transmisor de un solo canal

La figura 13 muestra el esquema del circuito de un oscilador con transformador de realimentación en el cual el transductor neumático está conectado en un circuito puente. Este método asegura una operación fiable a una

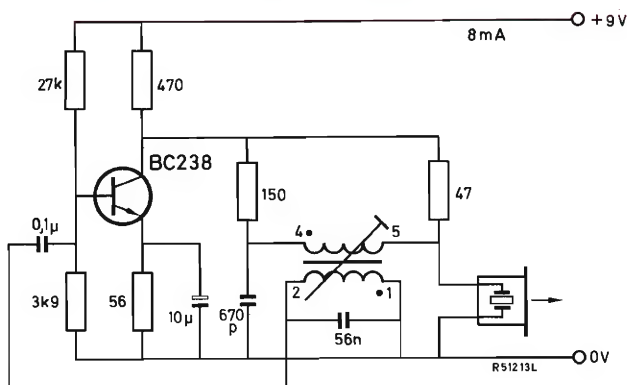


Figura 13. Un transmisor de un canal con realimentación.

transformador	bobinas Lilliput
núcleo de ferroxcube 3B	3122 104 91460
ajuste de ferroxcube 3B	4322 020 32250
formita	4312 021 29670
inductancia	$L_{1-2} \approx 180 \mu H$;
devanados	N_{1-2} 120 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,14 mm de diámetro
	N_{4-5} 60 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,14 mm de diámetro

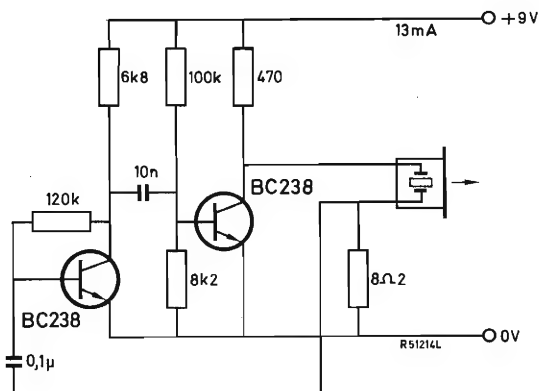


Figura 14. Un transmisor de un solo canal sin bobina.

frecuencia óptima, incluso si hay una dispersión considerable en las características del transductor. El circuito puente está sintonizado por una presión sonora máxima, lo cual implica que la frecuencia sea entonces de unos 36,5 kHz. A una distancia de 1 m la presión del sonido es así de 0,45 Pa aproximadamente.

La figura 14 muestra un circuito en el que el oscilador opera sin bobina. Este dispositivo produce una presión sonora de unos 0,5 Pa a 36 kHz a una distancia de 1 m. La frecuencia de funcionamiento puede aumentarse hasta unos 39 kHz, o sea, la frecuencia resonante en paralelo del transductor, por medio del circuito multi-

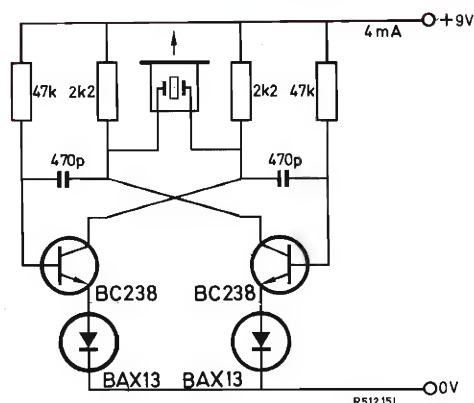


Figura 15. Transmisor sin bobina, circuito multivibrador.

vibrador representado en la figura 15 (también sin bobina). La presión del sonido a una distancia de 1 m es entonces 0,35 Pa.

Los diodos en los circuitos del emisor de los transistores suprimen los picos de tensión inversa que se producen entre base y emisor. Estos picos pueden superar el máximo valor tolerable de 5 V para los tipos de transmisor empleados aquí y al mismo tiempo dan lugar a fluctuaciones de frecuencia. Para tensiones de alimentación menores no hay necesidad de tales diodos.

5.2. Transmisor de cuatro canales

Se necesita un transmisor de cuatro canales para el control a distancia de un proyector de diapositivas. La figura 16 muestra un montaje para cuatro canales en el que la frecuencia no está gobernada por el transductor, sino por medio de un circuito LC convencional. El transductor descrito en la sección 4 produce una presión de sonido 0,8 Pa a la distancia de 1 m. La capacidad del oscilador puede aumentarse agregando más canales, pero estos deben estar en el margen comprendido entre 33 kHz y 45 kHz.

6. CIRCUITOS RECEPTORES PARA TRANSDUCTORES NEUMATICOS DE ULTRASONIDOS DE 36 kHz

En las secciones siguientes se describen tres circuitos de demostración (instalaciones para haces ultrasónicos y detector de movimiento basado en el efecto Doppler) apropiados para diferentes fines y pueden adaptarse para cualquier función requerida haciendo pequeños cambios.

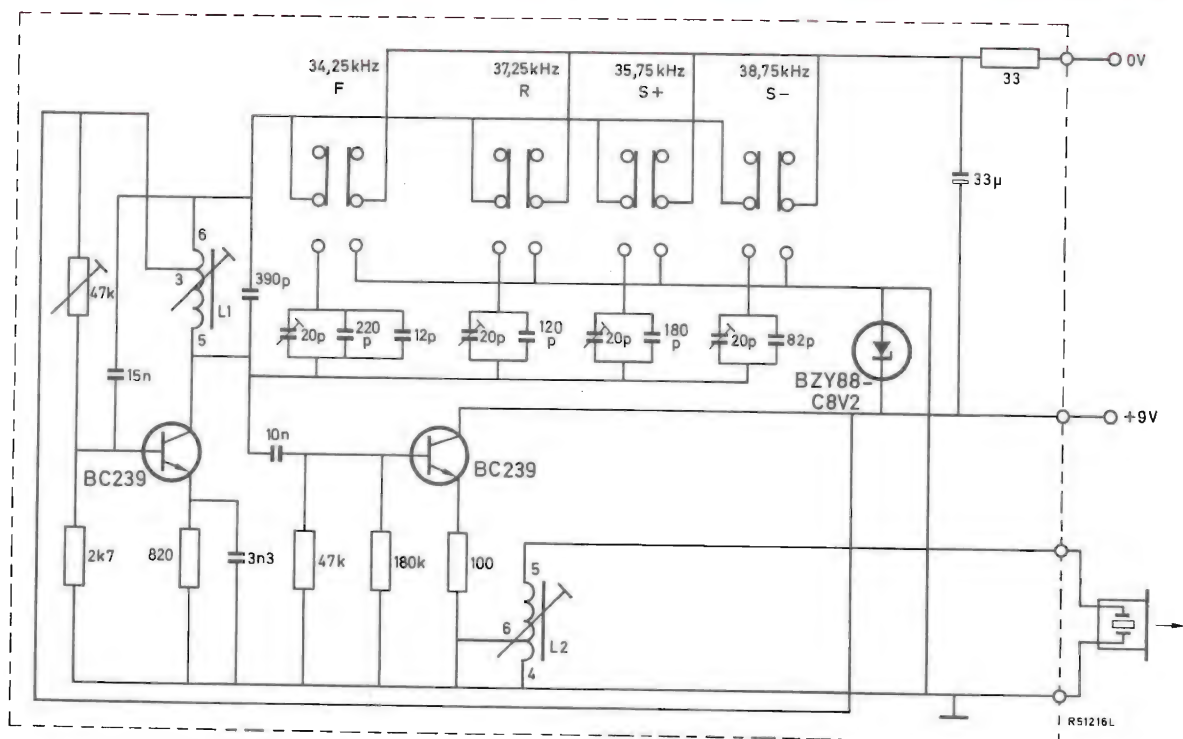


Figura 16. Transmisor para cuatro canales (para control a distancia de un proyector de diapositivas). Las funciones están simbolizadas del siguiente modo:

F = hacia adelante, R = hacia atrás; S⁺ = enfoque positivo, S⁻ = enfoque negativo.

Inductancia: L₁, 5-3 = 35 mH, L₁, 3-6 = 70 mH

L₂, 5-6 = 5,1 mH, L₂, 6-4 = 480 μH

Bobinas:
N₁, 5-3 = 1150 espiras, N₁, 3-6 = 55 espiras
(ambas de hilo de cobre esmaltado de 0,06 mm de diámetro)
N₂, 5-6 = 440 espiras, N₂, 6-4 = 140 espiras
(ambas de hilo de cobre esmaltado de 0,01 mm de diámetro).

6.1. Instalaciones para haces ultrasónicos

La figura 17 muestra un receptor de ultrasonidos de una o dos etapas con un micrófono transductor W_1 . La señal amplificada es rectificada, amplificada y hace que se encienda una lámpara piloto (puede usarse también un relé). Con el segundo transductor W_2 (línea de trazos), puede usarse el mismo circuito como generador de ultrasonidos trabajando en una disposición de realimentación acústica. En este caso los amplificadores de una o dos etapas pueden alcanzar distancias de 0,1 m y 5 m respectivamente.

Sin embargo se recomienda el empleo de un transmisor separado para mayores distancias puesto que entonces se tienen tiempos de respuestas más cortos (el transductor W_2 no es necesario). Un transmisor del tipo indicado en la figura 13, funcionando con un amplificador de micrófono de dos etapas puede cubrir una

distancia de unos 10 m. El mismo montaje puede emplearse también para control a distancia de un sólo canal.

Mayor sensibilidad y, como consecuencia, mayor alcance se obtiene con el amplificador de tres etapas representado en la figura 18. Debido a la gran amplificación de tensión (alrededor de 100 dB), debe procurarse que no haya realimentación parásita, lo cual puede aumentar la oscilación. Un apropiado remedio puede lograrse conectando un condensador (≤ 27 pF) entre la base y el colector del transistor en la etapa, de modo que la ganancia en esta etapa se reduzca considerablemente. Si la ganancia total no ha de ser muy elevada, también puede reducirse la ganancia de la etapa 3.

La resistencia de carga en serie con la lámpara o relé ha de tener un valor que no se exceda al máximo permitido para la corriente del colector del transistor de salida. La sensibilidad máxima está alrededor de 39 kHz (fre-

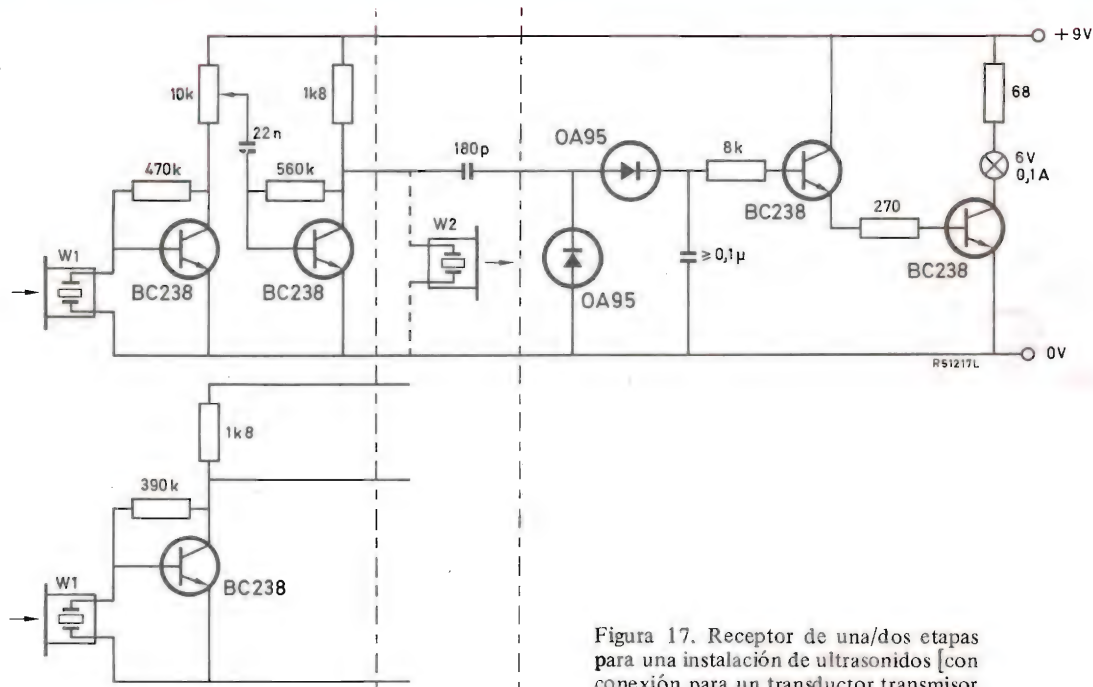


Figura 17. Receptor de una/dos etapas para una instalación de ultrasonidos [con conexión para un transductor transmisor (W_2)].

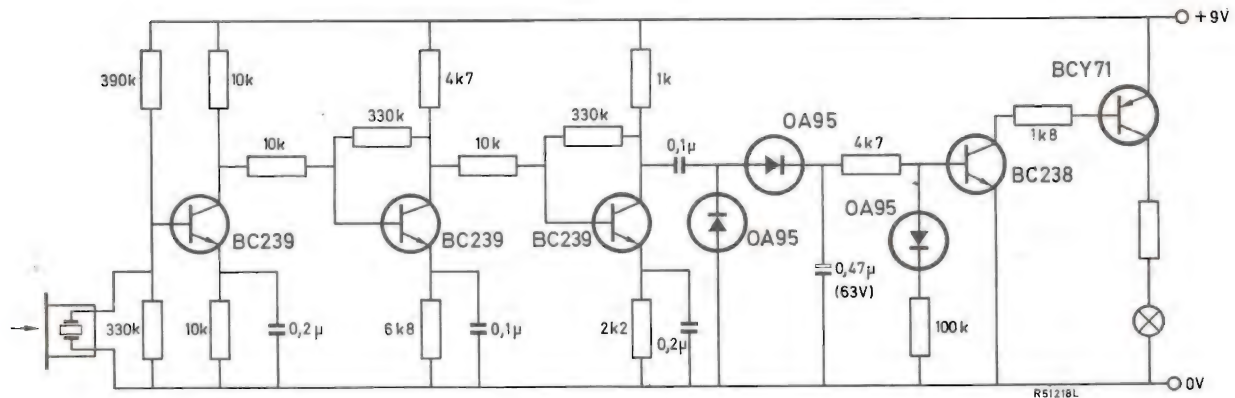


Figura 18. Un receptor de tres etapas.

cuencia resonante en paralelo del transductor). Por consiguiente, puede usarse ventajosamente en unión del circuito transmisor de la figura 15, el cual opera alrededor de la misma frecuencia.

Doppler), el cual está dado por la relación,

$$\Delta f = 2f \frac{v}{v_a}, \quad (v \ll v_a) \quad (4)$$

6.2. Detector de movimiento basado en el efecto Doppler

Cualquier movimiento de un objeto que actúa como reflector de ultrasonidos da lugar a un desplazamiento de frecuencia de la onda reflejada (producido por el efecto

en la que Δf es el desplazamiento de frecuencia, f es la frecuencia del ultrasonido generado, v es la velocidad del objeto en movimiento (con respecto a la instalación emisora) y v_a es la velocidad de propagación del sonido a través del aire libre. El objeto móvil recibe una señal cuya frecuencia está desplazada en $f(v/v_a)$ con respecto

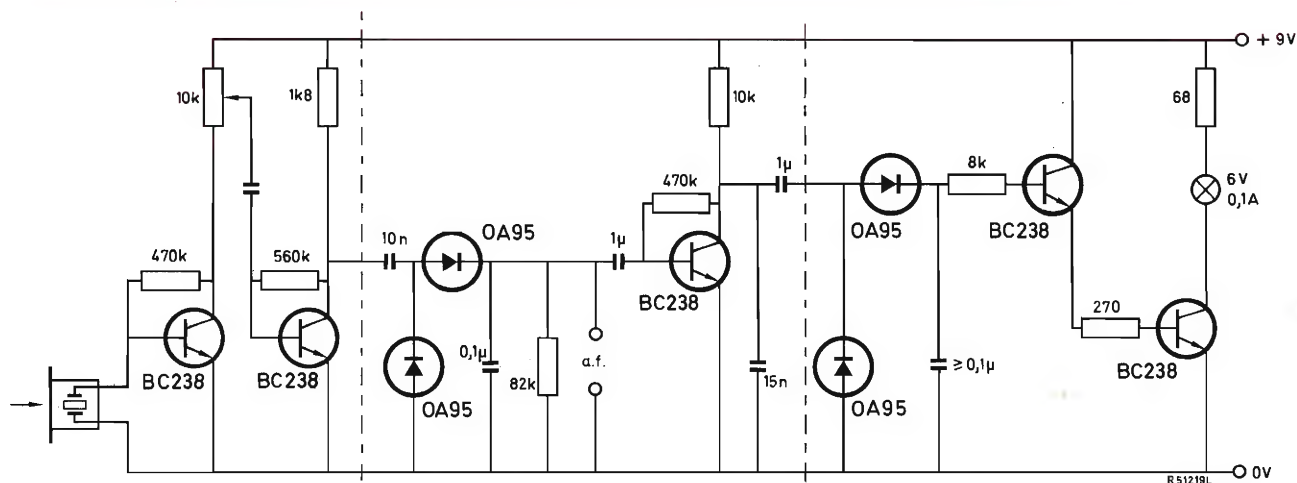


Figura 19. Detector de movimiento utilizado por ejemplo, en los sistemas de alarma contra robo y conmutadores de proximidad.

a la frecuencia inicial. Esta señal es reflejada al receptor y, nuevamente, la frecuencia se desplaza en $f(v/v_a)$, de manera que el desplazamiento total de frecuencia es doble del producido por el efecto Doppler.

Ejemplo:

Para $f = 36 \text{ kHz}$ y $v = 1 \text{ m/s}$, el desplazamiento de frecuencia Δf es de 215 Hz aproximadamente. La interferencia entre ondas ultrasonoras reflejadas por objetos inmóviles y en movimiento da lugar a una frecuencia de batido del mismo valor. Este cambio o desplazamiento debe ser detectado e indicado por el detector de movimiento. La indicación puede ser obtenida con un discriminador de frecuencias. El circuito de la figura 19 puede utilizarse para detectar señales de frecuencias comprendidas entre 5 Hz y 1 kHz. Estos valores corresponden a una velocidad de 0,02 m/s a 5 m/s. Por consiguiente, dicho circuito es eminentemente adecuado para ser utilizado en sistemas de alarma contra robo. El mismo principio puede ser empleado para un conmutador de proximidad controlado a distancia.

6.3. Receptor de ultrasonidos de cuatro canales

La figura 20, representa el circuito de un transductor de ultrasonidos de cuatro canales para control a distancia de un proyector de diapositivas, que, junto con el circuito transmisor de la figura 16, tiene un alcance de casi 10 m. Se pueden incorporar varios canales más.

Figura 20. (a) Receptor de cuatro canales con un circuito integrado TAA310A (para un proyector de diapositivas controlado a distancia); (b) Esquema de bobina para inductancia de entrada L_1 ; (c) Esquema de bobina para el transformador L_2/L_3 ; (d) Vista de la parte inferior de la formita.

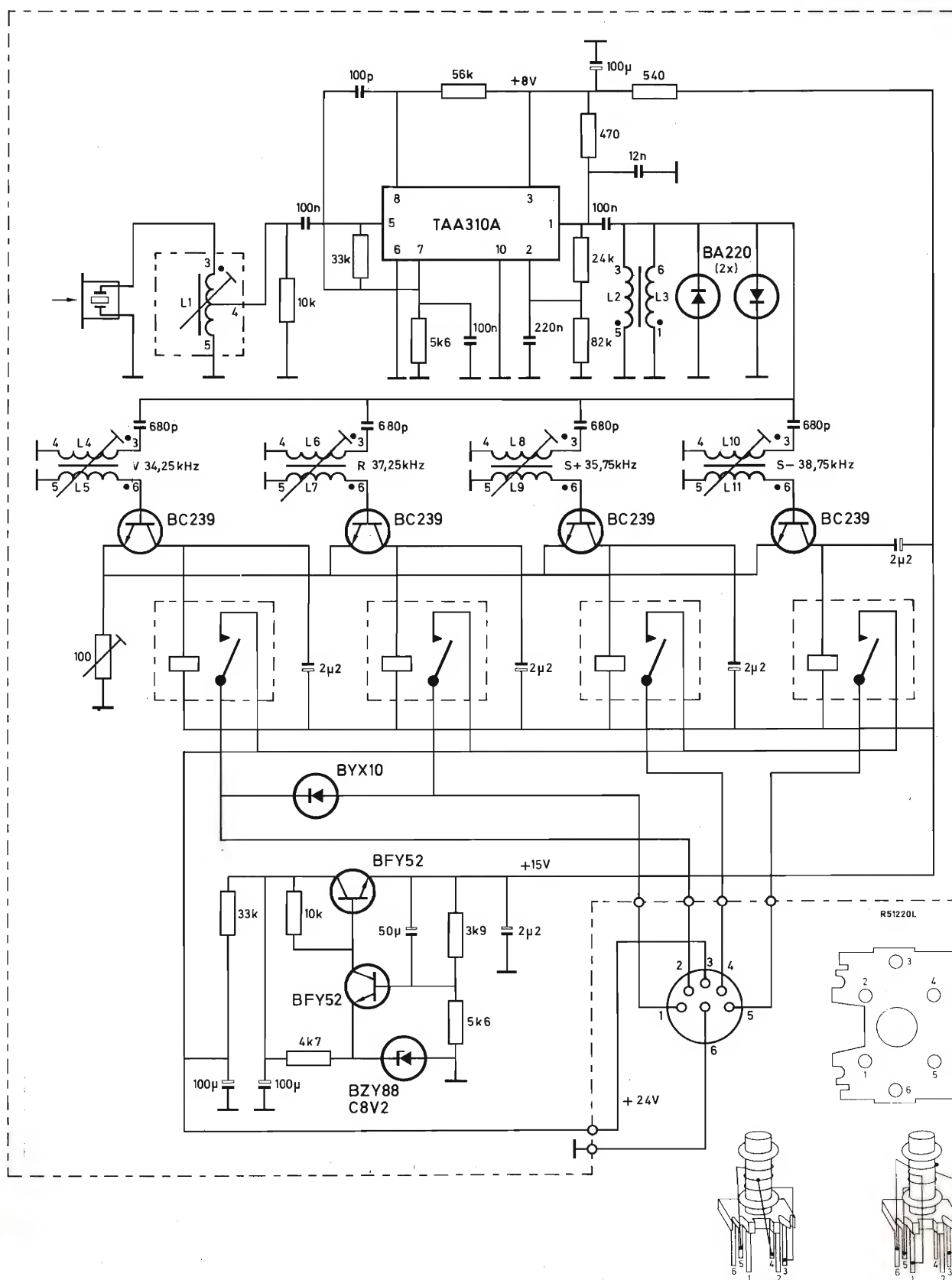
inductancia de entrada L_1 bobina Lilliput
núcleo ferroxcube 3B 3122 104 91460
ajustador ferroxcube 3B 4322 020 32250
formita 4312 021 29670
caja 3122 990 94130
 $L_1, 3-5 = 7 \text{ mH}$
bobina $N_{1, 3-5} = 480$ espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,01 mm de diámetro (derivación de 240 vueltas);
circuitos oscilador y transformador (L_2 a L_{11}).

núcleo ferroxcube 3D3 4322 020 37030
ajustador ferroxcube 3D3 4312 020 32150
formita 4312 021 29650

bobinas $N_2 = 840$ espiras } de hilo de cobre esmaltado
 $N_3 = 450$ espiras } de 0,09 mm de diámetro

$N_4 = 1.000$ espiras }
 $N_5 = 65$ espiras }
 $N_6 = 920$ espiras } de hilo de cobre esmaltado
 $N_7 = 56$ espiras } de 0,01 mm de diámetro.
 $N_8 = 960$ espiras }
 $N_9 = 60$ espiras }
 $N_{10} = 885$ espiras }
 $N_{11} = 56$ espiras }

La resistencia de la bobina del relé de láminas de 12 V es de 1 kΩ aproximadamente.



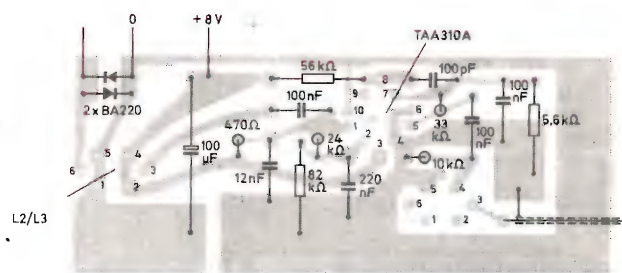


Figura 21. Disposición del TAA310A y de los componentes del amplificador de entrada en una placa de circuito impreso correspondiente al circuito de la figura 20.

En este circuito receptor se emplea un circuito integrado TAA310A como amplificador de baja frecuencia para las señales captadas por el micrófono de ultrasonidos.

En vez del resistor de carga recomendado de $1\text{ k}\Omega$, se conecta un transformador de relación 1:2 en paralelo con un resistor de unos $470\ \Omega$, de modo que la salida del circuito pueda ahora ser cargado con $100\ \Omega$.

Para evitar que la ganancia de este circuito sea afectada por los componentes inductivos del transformador, la impedancia del primario deberá ser considerablemente mayor que la resistencia de carga a las frecuencias más bajas de 30 kHz .

La elevada ganancia de tensión del TAA310A (alrededor de 85 dB con la carga de $100\ \Omega$) haría que este circuito oscilara si no se tomaran precauciones. Los valores de algunos de los componentes del amplificador de entrada del circuito mostrado en la figura 20 habrían de ser determinados experimentalmente. Sin embargo, estos problemas se eliminan si los valores de los componentes indicados se usan junto con el montaje representado en la figura 21.

Para dar el transductor de micrófono un ancho de banda de 15 kHz en el margen de 30 kHz a 45 kHz , la capacidad en paralelo del resonador debe de ser compensada por una inductancia, y el circuito completo debe ser amortiguado por medio de una resistencia.

Hay dos métodos:

- una inductancia en serie $L \approx 7\text{ mH}$ y una resistencia en serie $R \approx 390\ \Omega$ (señal entre extremos del resistor en serie)
- una inductancia en paralelo $L \approx 7\text{ mH}$ y una resistencia en paralelo $R \approx 10\text{ k}\Omega$ (señal entre extremos del resistor en paralelo).

El primer circuito corresponde a la entrada de un amplificador de baja impedancia y es particularmente seguro contra oscilación parásita del circuito completo. La tensión de la señal en el resistor en serie es de unos 10 dB menor que en la conexión en paralelo. De aquí que la conexión en paralelo es preferible para el circuito del micrófono. Una ventaja más de este método es que la adaptación óptima entre el circuito de entrada y la entrada del amplificador puede ser obtenida por toma intermedia correcta de la inductancia. La posición correcta de la toma intermedia (en la mitad del número total de espiras) se determinó experimentalmente.

Los diferentes canales de transmisión se separan por medio de cuatro circuitos sintonizados que funcionan como filtros conectados a la salida del amplificador de entrada. En principio también es posible aplicar un gran número de tales circuitos, si se necesitan más canales para otras funciones de control a distancia. Estos circuitos estarán situados a la mayor distancia posible de la inductancia de entrada del amplificador.

6.4. Detector de fugas

El circuito de un detector de fugas ultrasonoro (figura 22) contiene un oscilador cuya frecuencia está desplazada de 1 kHz a 2 kHz con respecto a la frecuencia recibida. La recepción de una señal ultrasonora da lugar a una frecuencia diferencial dentro del campo audible, la cual produce un sonido en los auriculares. Puesto que los escapes de gases y las descargas eléctricas son fuentes naturales de ultrasonidos, una instalación de ultrasonidos puede prestar grandes servicios para localizar fugas de gases, en sistemas de conducción y almacenaje, así como para la localización de zonas de descarga en equipos de alta tensión.

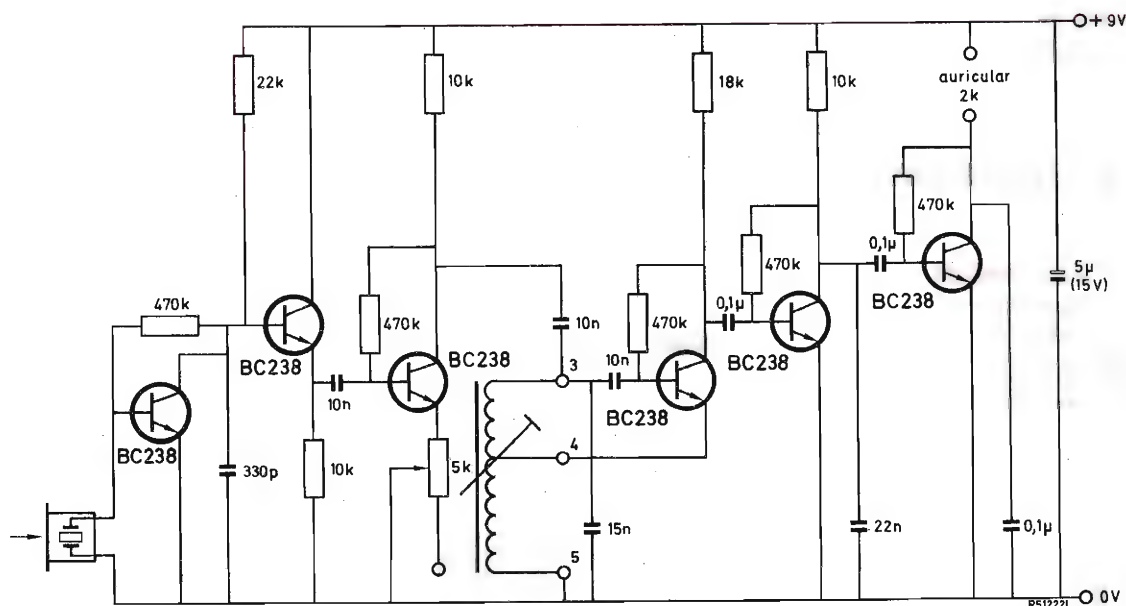


Figura 22. Detector de fuga con oscilador.

Inductancia L bobinas Lilliput
 bobinas $N_{3-4} = 23$ espiras } de hilo de cobre esmaltado
 $N_{4-5} = 197$ espiras } con 0,07 mm de diámetro
 La inductancia se ajusta para máxima salida de sonido.

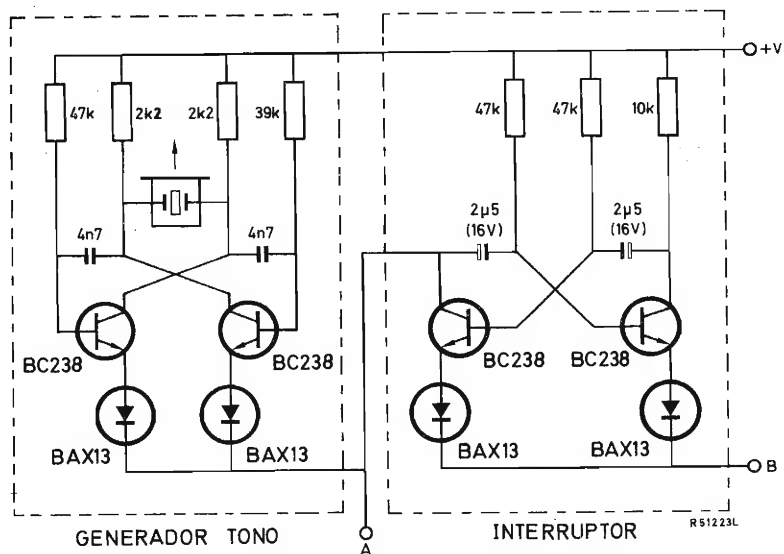


Figura 23. Circuito combinado de un generador de tono de 3 kHz y un interruptor de 3,5 Hz. Terminal A para tono constante y terminal B para tono interrumpido.

Utilizando un transmisor sonoro adicional también es posible detectar fugas en depósitos no presionados, si el transmisor está colocado en su interior. El detector de fuga se utiliza entonces para explorar el exterior en busca de ultrasonidos procedentes del interior.

7. UN SENCILLO GENERADOR DE SONIDO DE 3 kHz

Hay varias clases de sistemas de vigilancia que necesitan producir una señal acústica cuando, por ejemplo, se para una máquina industrial. El sonido producido por este sistema debe ser, por supuesto, lo suficientemente intenso para tener la seguridad de ser oído a pesar de niveles elevados de ruido ambiente. Además, la frecuencia del sonido debe estar dentro del campo de percepción máxima del oído humano; la frecuencia preferida es la de 3 kHz.

Un generador piezoeléctrico equipado con un elemento de flexión PXE5 es especialmente apropiado para este tipo de aplicación.

La figura 23 muestra el esquema del circuito de una instalación que comprende un generador de tono de 3 kHz y un interruptor de 3,5 Hz, ambos operando sobre el principio del multivibrador. Las principales diferencias entre este generador de tono y el representado en la figura 15 se encuentran en las más elevadas capacidades y resistencias necesarias para la menor frecuencia del transductor. El generador-multivibrador de tono trabaja a la frecuencia resonante en paralelo del transductor. La función de los diodos conectados en los circuitos de emisor de los transistores se ha explicado en la sección 5.1. (figura 15).

El nivel de sonido del generador de tono puede aumentarse sustancialmente usándolo en unión de un resonador de Helmholtz. La figura 24 muestra una sección del conjunto completo con el transductor neumático de 3 kHz. El resonador de Helmholtz está formado por el alojamiento y un disco Perspex perforado delante del diafragma resonante. El disco Perspex usado en un sistema práctico medía 3,2 mm de grueso y contenía 12 orificios de 2 mm de diámetro. Si el espacio total requerido para acomodar el equipo debe ser el menor posible, el circuito puede ser montado dentro del transductor, tal como se representa. La unidad completa ocupará así poco más espacio que el transductor sólo.

8. MICROFONO DE TELEFONO PXE

Otra aplicación interesante de los transductores neumáticos piezoeléctricos es el llamado micrófono de

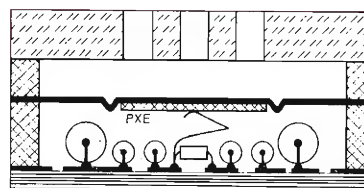


Figura 24. Un transductor neumático combinado con un resonador de Helmholtz.

teléfono PXE. Consta de un disco PXE y un amplificador integrado y puede reemplazar al micrófono de carbono usado actualmente.

Una característica importante del micrófono de teléfono PXE es la frecuencia de resonancia mecánica f_s del diafragma. La respuesta del micrófono PXE es prácticamente constante desde las frecuencias más bajas hasta cerca de f_s e inversamente proporcional a f_s . Cerca de f_s la respuesta alcanza un máximo, para caer rápidamente de nuevo a frecuencias más altas. Sobre las bases de estas consideraciones, se selecciona f_s de modo que esté cerca del límite superior de la frecuencia de la banda de paso. La frecuencia de resonancia está dada aproximadamente por la ecuación 1.

Si f_s está cerca del límite superior de la frecuencia de la banda de paso, el micrófono es suficientemente sensible. Junto con la amplificación y adaptación acústica, esto da al micrófono PXE una respuesta de frecuencia mejor que el micrófono de carbono.

Otra ventaja es que el nivel de ruido es también reducido. La alta sensibilidad cerca de la resonancia puede ser compensada mediante diseño adecuado de la cápsula completa del micrófono. Además la sensibilidad es independiente de la posición del micrófono.

El amplificador integrado debe tener una ganancia de tensión de unos 45 dB. Si el amplificador es diseñado apropiadamente, la ganancia será independiente de la corriente de alimentación y permanecerá suficientemente elevada incluso para corrientes bajas (alrededor de 10 mA). Además es de especial importancia que, si los micrófonos de carbono son reemplazados por micrófonos PXE, el amplificador puede funcionar independientemente de la polaridad de la alimentación. El amplificador puede ser protegido contra sobretensión por medio de dos diodos reguladores de tensión. El factor de ruido total del sistema transductor-amplificador completo es menor que el de un micrófono de carbono.

Resumiendo, el nuevo micrófono de teléfono PXE tiene las siguientes ventajas sobre el micrófono de carbono

convencional:

- menor consumo de corriente,
- sensibilidad menos dependiente de la corriente de alimentación,
- mejor calidad de la transmisión debido a una res-

puesta de frecuencia más favorable,

- baja distorsión y nivel de ruido,
- sin influencia de la posición sobre la sensibilidad,
- vida larga,
- mayor inmunidad a humedad,
- mayor inmunidad a sobretensiones.

TABLA 2. Principales propiedades de los materiales PXE. Si no se indica lo contrario, los valores son nominales y medidos a 20°C ± 5°C.

propiedad y símbolo ⁽¹⁾	unidad	PXE4	PXE5	PXE6	PXE7	PXE11	PXE21	PXE22	PXE41	PXE42 ⁽²⁾	PXE51 ⁽²⁾
Datos térmicos											
Temperatura de Curie ⁽³⁾	°C	265	285	370	320	400(180) ⁽⁴⁾	270	270	315	325	220
Calor específico	J/kg °C	420	420	420	420	420	420	420	420	420	420
Conductividad térmica	W/m °C	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
Datos mecánicos											
Densidad ρ_m	10 ³ kg/m ³	7,50	7,60	7,70	7,75	4,5	7,75	7,75	7,90	7,80	7,70
Elasticidad $\left\{ \begin{matrix} s_{33}^E \\ s_{11}^E \\ s_{55}^E \end{matrix} \right\}$	10^{-12} m ² /N	13,5 11,8	18,9 15,4 38,5	10,2	15,8 12,5 35,8	9,5 8,1 24,4	18,6 15,1	18,6 15,1	14,6 12,2 32,0	11,8	17,8 14,5
Coefficiente de Poisson σ		≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3
Factor de calidad mecánica para modo radial Q_m^E		≈ 500	≈ 80	≈ 1000	≈ 80	≈ 270	≈ 80	≈ 80	≈ 1000	≈ 750	≈ 50
Constantes de frecuencia											
$\left\{ \begin{matrix} N_p^E \\ N_3^D \\ N_1^E \\ N_5^E \end{matrix} \right\}$	$\left\{ \begin{matrix} \text{Hz} \cdot \text{m} \\ \text{m} \\ \text{m/s} \end{matrix} \right\}$	2300 2050 1620	2000 1850 1460 930	2460 ⁽⁶⁾ 1800	2200 2000 1640 970	3600 2900 2650 1500	2000 1900	2000 1900	2200 2000 1620 1020	2250	2050 1950
Fuerza de compresión	10 ⁶ N/m ²	> 600	> 600	> 600	> 600	> 600	> 600	> 600	> 600	> 600	> 600
Fuerza de tracción		≈ 80	≈ 80	≈ 80	≈ 80	≈ 80	≈ 80	≈ 80	≈ 80	≈ 80	≈ 80
Datos eléctricos											
Permitividad relativa $\left\{ \begin{matrix} \epsilon_{33} T/\epsilon_0 \\ \epsilon_{11} T/\epsilon_0 \end{matrix} \right\}$		1750	1800	600	700	400	1750	2250	1200	1300	2800
Resistencia ρ_{el} (25 °C)	10 ¹² Ωm	0,1	1	0,1	1	100	0,1	0,1	0,05	0,05	0,1
Constante de tiempo τ (25 °C)	min	> 25	> 250	> 9	> 100	> 6000	> 25	> 30	> 7	> 2,5	> 40
Factor de pérdidas dieléctricas $\tan \delta$	10 ⁻³	6	16	8	20	25	16	16	2,5	2,5	16
Datos electromecánicos											
Factor de acoplamiento $\left\{ \begin{matrix} k_p \\ k_{33} \\ k_{31} \\ k_{15} \end{matrix} \right\}$		0,55 0,64 0,32	0,58 0,70 0,34 0,66	0,32	0,52 0,70 0,31 0,66	0,43 0,55 0,25 0,65	0,62 0,72 0,37	0,62 0,72 0,37	0,56 0,68 0,33 0,66	0,55	0,66 0,72 0,39
Constantes de carga piezoeléctrica $\left\{ \begin{matrix} d_{33} \\ d_{31} \\ d_{15} \end{matrix} \right\}$	$\left\{ \begin{matrix} \text{C/N} \\ \text{m/V} \end{matrix} \right\}$	292 -138	384 -169 515	-44	220 -86 370	100 -47,5 235	385 -180	438 -202	268 -119 335	-120	480 -234
Constantes de tensión piezoeléctrica $\left\{ \begin{matrix} g_{33} \\ g_{31} \\ g_{15} \end{matrix} \right\}$	$\left\{ \begin{matrix} \text{V/m} \\ \text{m}^2/\text{C} \end{matrix} \right\}$	18,8 -8,9	24,2 -10,7 32,5	8,0	35,4 -14,0 42,0	28,2 -13,4 44,0	25 -11,6	22,0 -10,1	25,2 -11,2 33,5	-10,4	19,3 -9,5

Notas

- 1) Las propiedades del producto dependen de las dimensiones y de la tecnología del producto y del nivel de la señal de medida. Las propiedades en el modo planar se han medido en discos de 16 mm de diámetro y 1 mm de espesor.
- 2) Datos provisionales.
- 3) Temperatura a la cual ϵ_{33}^T es máxima.
- 4) En el PXE11 hay una transición de la fase ortorrómbica ferroeléctrica a tetragonal ferroeléctrica para 180°C. Si el material pasa por dicha temperatura, cualquiera que sea el sentido, tiene que volver a polarizarse.
- 5) Variación fraccional de N_p^E entre 20°C y 65°C < 0,3%.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 8.- Sistema de altavoces para alta fidelidad.- Una sencilla máquina de sumar.- Diodos luminiscentes como indicadores de estado lógico en sistemas de las series 30 y 60.- Aplicaciones de radiofrecuencia de los transistores de efecto de campo en receptores de comunicación.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOCMOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Área de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 110².- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C.- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos.- Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.

APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTÁTICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

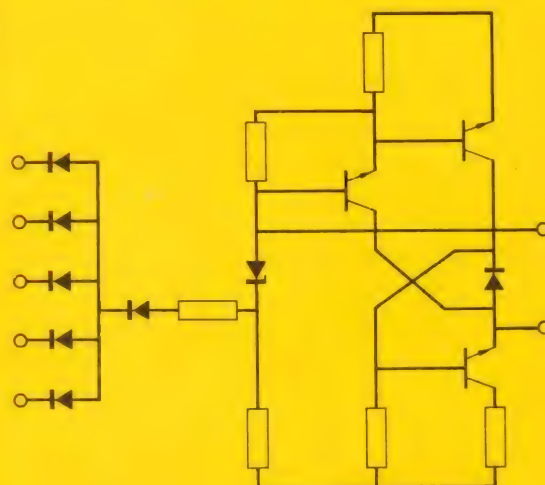
ELEVADA INMUNIDAD DINÁMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 %
	15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo.....	0 °C a 70 °C
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador).....	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.....	10
estado ALTO.....	100
Margen de ruido c.c. alimentación 12 V.....	5 V
alimentación 15 V estado BAJO.....	5 V
estado ALTO.....	8 V

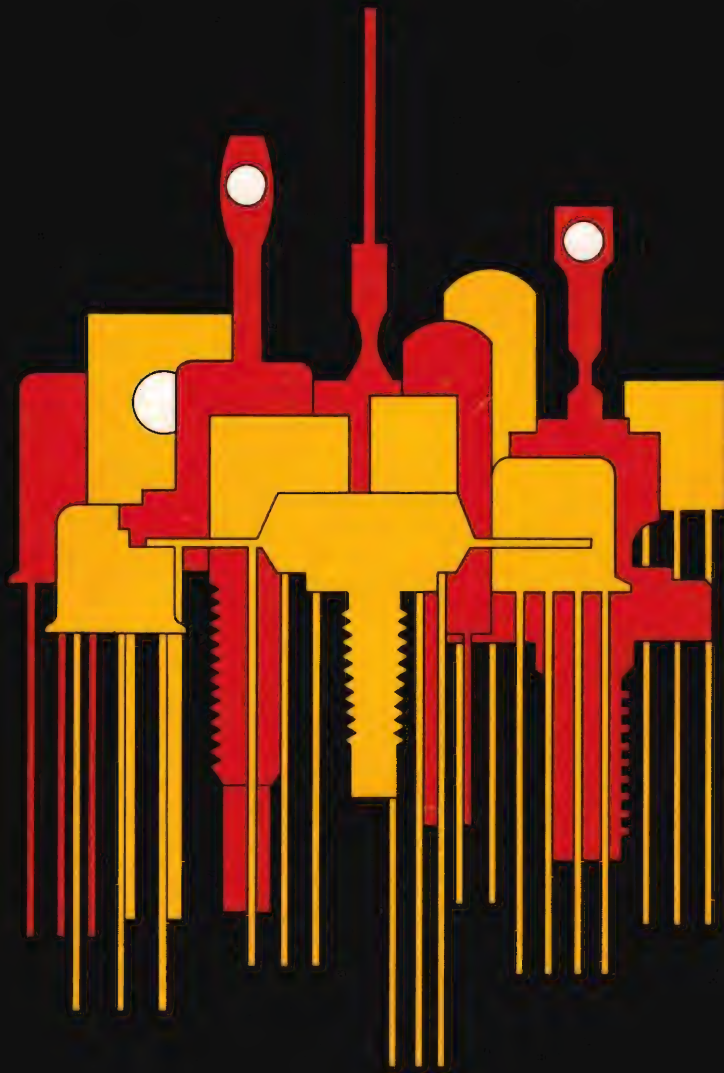
Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

REVISTA *"Miniwatt"*

Vol. 14-Núm. 2

FEBRERO 1975

30 Ptas.



NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del convertidor DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabricación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

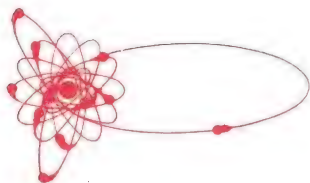
Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

REVISTA *Miniwatt*

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:

Compaginación:

Delineación:
M^a CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPañÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Re



ÍNDICE

FACTORES QUE INTERVIENEN EN LA ELECCION Y DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACION	43
TRANSISTORES DE ALTA TENSION PARA DESVIACION HORIZONTAL	49
APLICACIONES DEL CSA70 ALIMENTADO POR EL CONVERTIDOR AISLADO DE C.C.-C.C. IDC70	75
BIBLIOGRAFIA	79

Funciones trigonométricas (logaritmos)

ANGULO	SENO	COSENO	TANGENTE	COTANGENTE	
0	-∞	0,0000	-∞	∞	90
1	2,2419	1,9999	2,2419	1,7581	89
2	,5428	,9997	,5431	,4569	88
3	,7188	,9994	,7194	,2806	87
4	,8436	,9989	,8446	,1554	86
5	,9403	,9983	,9420	,0580	85
6	1,0192	1,9976	1,0216	0,9784	84
7	,0859	,9968	,0891	,9109	83
8	,1436	,9958	,1478	,8522	82
9	,1943	,9946	,1997	,8003	81
10	,2397	,9934	,2463	,7537	80
11	1,2806	1,9919	1,2887	0,7113	79
12	,3179	,9904	,3275	,6725	78
13	,3521	,9887	,3634	,6366	77
14	,3837	,9869	,3968	,6032	76
15	,4130	,9849	,4281	,5719	75
16	1,4403	1,9828	1,4575	0,5425	74
17	,4659	,9806	,4853	,5147	73
18	,4900	,9782	,5118	,4882	72
19	,5126	,9757	,5370	,4630	71
20	,5341	,9730	,5611	,4389	70
21	1,5543	1,9702	1,5842	0,4158	69
22	,5736	,9672	,6064	,3936	68
23	,5919	,9640	,6279	,3721	67
24	,6093	,9607	,6486	,3514	66
25	,6259	,9573	,6687	,3313	65
26	1,6418	1,9537	1,6882	0,3118	64
27	,6570	,9499	,7072	,2928	63
28	,6716	,9459	,7257	,2743	62
29	,6856	,9418	,7438	,2562	61
30	,6990	,9375	,7614	,2386	60
31	1,7118	1,9331	1,7788	0,2212	59
32	,7242	,9284	,7958	,2042	58
33	,7361	,9236	,8125	,1875	57
34	,7476	,9186	,8290	,1710	56
35	,7586	,9134	,8452	,1548	55
36	1,7692	1,9080	1,8613	0,1387	54
37	,7795	,9023	,8771	,1229	53
38	,7893	,8965	,8928	,1072	52
39	,7989	,8905	,9084	,0916	51
40	,8081	,8843	,9238	,0762	50
41	1,8169	1,8778	1,9392	0,0608	49
42	,8255	,8711	,9544	,0456	48
43	,8338	,8641	,9697	,0303	47
44	,8418	,8569	,9848	,0152	46
45	,8495	,8495	0,0000	,0000	45
	COSENO	SENO	COTANGENTE	TANGENTE	ANGULO

FACTORES QUE INTERVIENEN EN LA ELECCION Y DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACION

Se compara brevemente la fuente de alimentación conmutada con la fuente de alimentación convencional y se resumen los factores que intervienen en la elección de una fuente de alimentación.

Introducción

Actualmente existe un gran interés por las fuentes de alimentación conmutadas debido a las ventajas inherentes que ofrecen con relación a las fuentes de alimentación convencionales. En el presente artículo se comparan estos dos tipos de fuentes de alimentación, se indican brevemente las ventajas y desventajas de cada una, y se resumen los factores que intervienen en la elección del tipo de fuente de alimentación más adecuada para un determinado propósito.

Puede decirse que una fuente de alimentación es la parte de un equipo que recibe energía de baterías o de la red y la convierte o modifica de forma que pueda ser utilizada en una determinada parte del equipo. La entrada puede ser de c.c. a partir de las baterías o de c.a. de 50 Hz ó cualquier otra frecuencia. El margen de las tensiones de entrada puede ser amplio. La salida es generalmente de c.c. filtrada para una ondulación aceptablemente baja, y a menudo tiene alguna forma de regulación.

Fuentes de alimentación convencionales

Se dividen en dos grupos: las de entrada para c.c. y las de entrada para c.a. Ambos tipos se representan esquemáticamente en la figura 1. Ambos se representan con reguladores para la salida de c.c. puesto que éste es el tipo de fuente de alimentación que puede compararse fácilmente con la equivalente conmutada. Salvo en circunstancias muy especiales, es improbable que la sencilla fuente de alimentación sin regulador sea considerada para sustituir un circuito conmutado, puesto que el coste será normalmente demasiado elevado y los equipos necesarios serán innecesariamente complicados.

El convertidor convencional de c.c. a c.c. se muestra con más detalle en la figura 2. En esta figura se indican los principales componentes para que pueda establecerse una comparación con la contrapartida de tipo conmutado. En este circuito el chopper de entrada simplemente interrumpe la alimentación a un ritmo de apertura y cierre fijo (generalmente 1:1) para hacer posible que el transformador pueda trabajar con entrada de c.c.; lo que

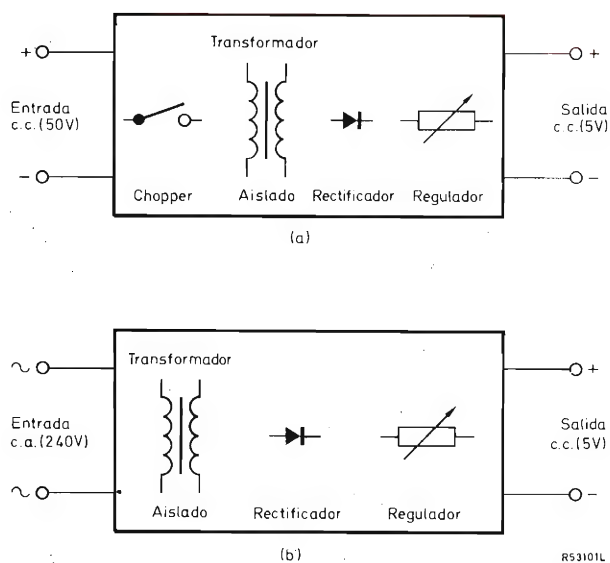


Figura 1a.— Esquema del convertidor de c.c. en c.c.

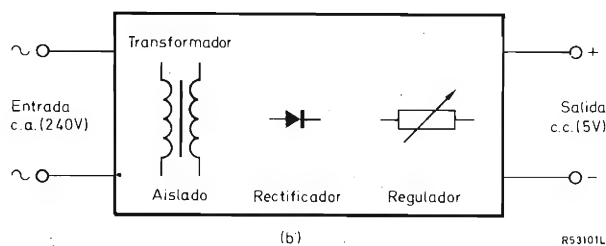


Figura 1b.— Esquema de la fuente de alimentación convencional de c.a. en c.c.

sigue a continuación se asemeja mucho a una fuente de alimentación de c.a. - c.c. convencional (figura 3). Debe observarse que el convertidor de c.c. en c.c. constituye un paso hacia el sistema conmutado y, por consiguiente, es evidentemente una primera elección que supone un ahorro interesante en el número de componentes y en el coste.

Fuentes de alimentación conmutadas

El circuito básico de la fuente de alimentación conmutada se representa en la figura 4. Si la entrada es de c.c., el rectificador de entrada y el filtro se omiten y el resto del circuito es muy similar al convertidor de c.c. en c.c. representado en la figura 2. La diferencia principal entre los dos circuitos es que en el funcionamiento conmutado el ciclo de trabajo del chopper se controla de forma que la tensión de salida se mantenga a un valor constante independientemente de las variaciones de la tensión de alimentación o de la corriente de carga. Esto se representa en la figura 4 por medio de un lazo de realimentación que va de la salida al chopper. De esta forma puede prescindirse del regulador y con un diseño apropiado se obtienen igualmente otras ventajas.

Con la introducción de los transistores de conmutación rápida de alta tensión, adecuados como elementos chopper, la técnica conmutada se ha generalizado tanto a

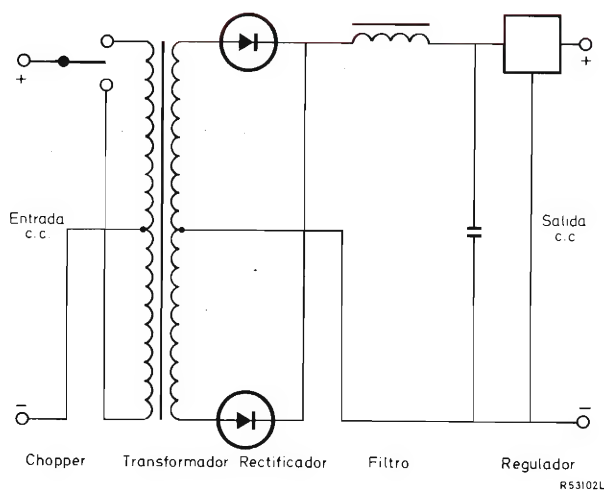


Figura 2.— Circuito básico del convertidor de c.c. en c.c.

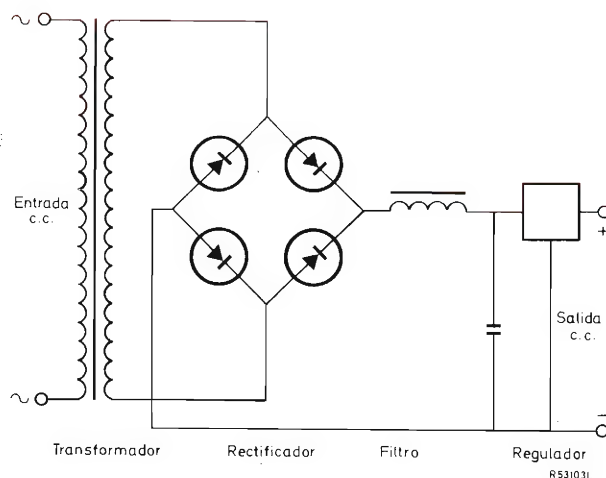


Figura 3.— Circuito básico de una fuente de alimentación de c.a. en c.c. convencional.

fuentes de alimentación conectadas a baterías como a red de corriente alterna. La fuente de alimentación conmutada puede conectarse directamente a la red de c.a., eliminando así los voluminosos transformadores de 50 Hz.

Además, la frecuencia de conmutación puede elevarse a un mínimo de 25 kHz, eliminando de este modo los efectos perjudiciales del ruido acústico y permitiendo al mismo tiempo una reducción del tamaño del transformador y facilitando el filtrado de salida, especialmente para tensiones bajas de corrientes elevadas.

Estos factores conducen a una reducción del coste u otras ventajas que hacen de las fuentes de alimentación conmutadas una interesante y a menudo mejor solución que las fuentes de alimentación convencionales.

Ventajas y desventajas de la fuente de alimentación conmutada

El diagrama de bloques de una fuente de alimentación conmutada se representa en la figura 5. Las ventajas y desventajas de este tipo de fuente de alimentación comparada con las fuentes de alimentación convencio-

nales de las figuras 2 y 3, pueden considerarse con respecto a entrada, salida, tamaño y rendimiento.

Entrada

Con una entrada de c.c., no hay diferencia básica entre una fuente de alimentación conmutada y el convertidor de c.c. en c.c. representado en la figura 2, puesto que en ambos circuitos se necesita un chopper. Sin embargo, los transistores rápidos permiten que la frecuencia de interrupción se eleve a 25 kHz o más, obteniendo las siguientes ventajas adicionales:

- 1) transformadores más pequeños
- 2) ruido no audible.

Con una entrada de red de c.a., las ventajas de la fuente de alimentación conmutada son:

- 1) transformadores considerablemente más pequeños,
- 2) filtrado a mayor frecuencia y tensión de salida en lugar de baja tensión de salida. Esto permite ahorrar en el tamaño de los condensadores y en su coste (la

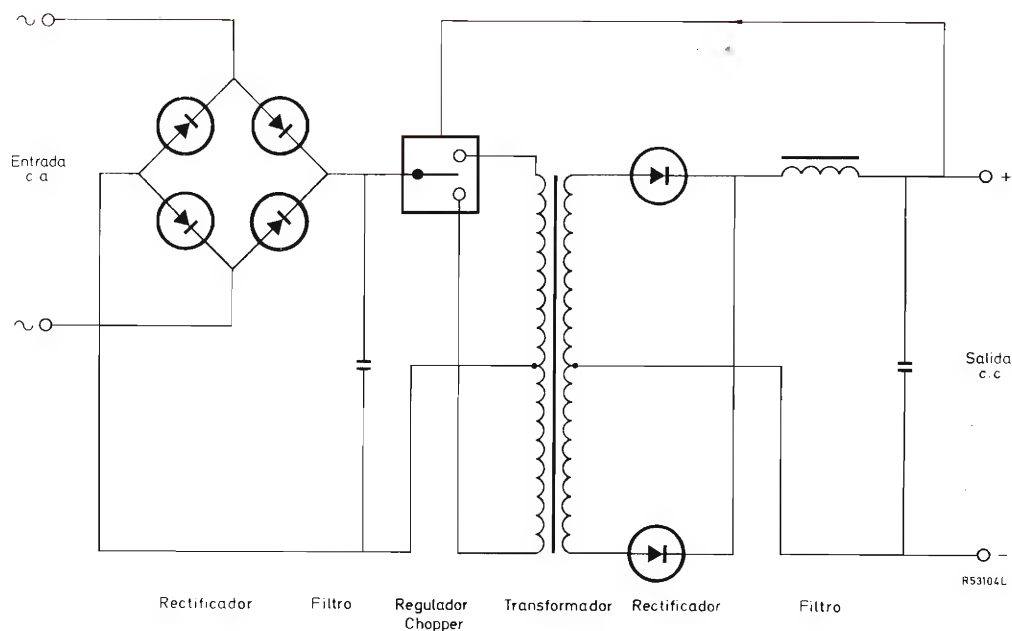


Figura 4.— Circuito básico de una fuente de alimentación conmutada de c.a.

energía almacenada es proporcional a CV^2 , mientras que el volumen es proporcional a CV),

- 3) posibilidad de operar con un margen de tensión de entrada grande, por lo menos 1:2, y a 50 ó 60 Hz.

Una desventaja es que se generan interferencias de radiofrecuencia, pero no existe dificultad para mantenerlas dentro de límites establecidos.

Salida

Las ventajas de la fuente de alimentación conmutada son:

- 1) el filtrado es mucho más fácil con una ondulación de 25 kHz especialmente para tensiones bajas y corrientes elevadas. Esto permite considerable ahorro en coste, volumen y peso,
- 2) el regulador tiene mayor rendimiento.

Las desventajas son:

- 1) el filtrado básico de 100 Hz y 25 kHz es fácil, pero puede ser necesario un filtro especial para eliminar todos los restos de los picos de conmutación,
- 2) la regulación por realimentación desde la salida de c.c. incluye componentes de filtro de salida y sus desplazamientos de fase asociados. Esto limita el ancho de banda del amplificador de realimentación, de modo que es posible que la respuesta transitoria no sea tan buena como la de un regulador en serie convencional. Sin embargo, la respuesta de transitorios es generalmente aceptable para la mayor parte de aplicaciones.

Tamaño y rendimiento

Estos factores están estrechamente relacionados. Hay una reducción considerable en el tamaño de los transformadores y cierta reducción en el tamaño de los componentes de filtro. Los demás componentes son relativamente pequeños y la mejora de rendimiento reducirá las necesidades del radiador para los transistores de potencia. El efecto de esto es que puede reducirse el volumen de las fuentes de alimentación de potencia mediana. Una reducción de volumen típica sería:

Reducción de dimensiones lineales = 1,82:1

Reducción superficial = 3,3:1

Por consiguiente, teniendo en cuenta que el enfriamiento es proporcional a la superficie del radiador, para mantener la misma elevación de temperatura en la caja de la fuente de alimentación, la pérdida de energía en la caja debe reducirse en 3,3:1. Esto significa que si una fuente de alimentación convencional de 50 Hz con un regulador en serie tiene un rendimiento del 50%, entonces la fuente de alimentación conmutada equivalente debe tener un rendimiento del 82%.

De aquí se deduce que si ha de aprovecharse la posibilidad del tamaño reducido, el rendimiento debe ser elevado. Afortunadamente el método de control conmutado tiene un rendimiento elevado, normalmente del 75%, de modo que si se presta una cuidadosa atención al montaje y refrigeración, así como a la optimización del bobinado y núcleo del transformador, es posible aprovechar estas ventajas.

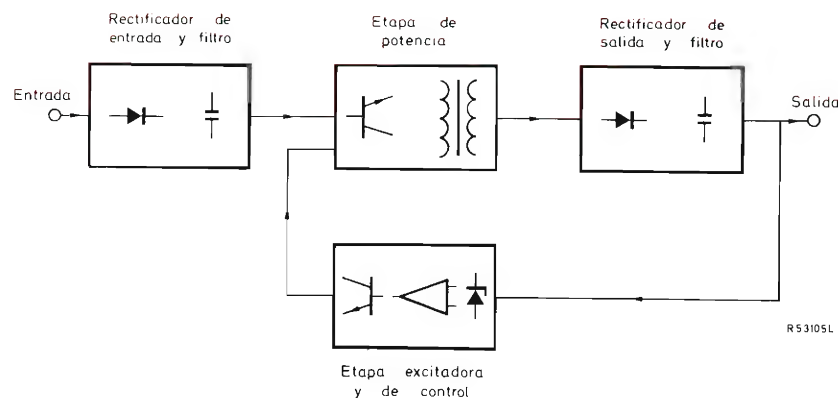


Figura 5.— Diagrama de bloques de una fuente de alimentación conmutada de c.a.

Fiabilidad

Antes de analizar la fiabilidad en términos cuantitativos, es muy importante aclarar ciertas definiciones, e incluso después es peligroso hacer declaraciones generalizadas puesto que depende mucho del equipo, del ambiente y del modo de trabajo. Sin embargo, es posible hacer algunos comentarios válidos sobre una comparación entre equipo similar construido por medios distintos.

Si se compara una fuente de alimentación convencional típica de 50 Hz y dos salidas independientes reguladas en serie, con una fuente de alimentación conmutada proyectada para realizar la misma función, se encuentra que el número de componentes es muy similar (véase tabla).

Ahora bien, en la fuente de alimentación conmutada algunos componentes están sometidos a mayores esfuerzos; es decir, cuatro rectificadores, un transistor de potencia y dos condensadores electrolíticos son tipos de alta tensión, mientras que todos los componentes equivalentes en la fuente de alimentación de 50 Hz son tipos de baja tensión. Sin embargo, debe tenerse en cuenta el aumento de temperatura. La fuente de alimentación de 50 Hz tiene un bajo rendimiento y, por consiguiente, trabaja a temperaturas relativamente altas. También es relativamente grande debido a que los componentes empleados son también grandes. Por otra parte, la fuente de alimentación conmutada tiene mayor rendimiento de forma que, si se construye en una caja comparable,

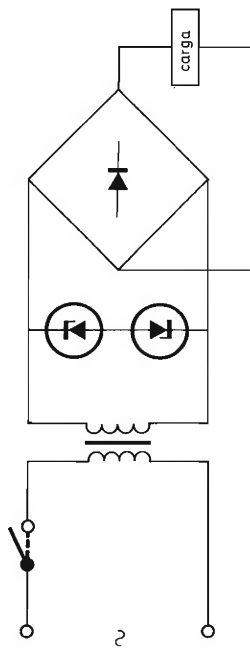
trabajaría a temperatura mucho menor y así tendría una fiabilidad relativamente mucho mayor.

En la práctica, se tiene en cuenta la ventaja del tamaño más pequeño de los componentes para reducir las dimensiones generales, lo que conduce a un aumento de la temperatura. Sin embargo, esto no debe confundir las ideas básicas de la comparación basada en los resultados del sistema. Parece ser, por consiguiente, que si todos los componentes son de calidad equivalente y trabajan satisfactoriamente dentro de sus límites para un aumento equivalente de temperatura, no hay ninguna razón para suponer que haya una diferencia notable en fiabilidad entre los dos tipos.

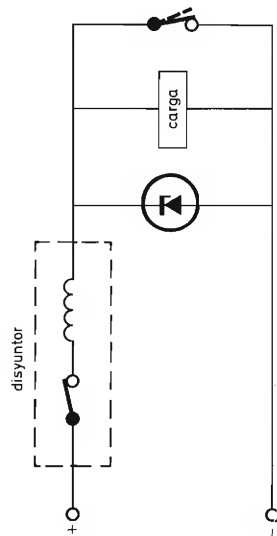
Tabla. Comparación del número de componentes.

<i>Componentes</i>	<i>Número de componentes</i>	
	<i>Convencional 50 Hz</i>	<i>Conmutada</i>
Diodos, rectificadores	15	14
Transistores (pequeños)	6	1
Transistores (potencia)	2	1
Circuitos integrados	0	1
Condensadores (electrolíticos)	7	4
Condensadores (otros)	0	4
Resistores	14	8
Transformadores	1	3
Componentes del filtro de entrada	0	6
Activos total	23	17
Pasivos total	22	25
Total general	45	42

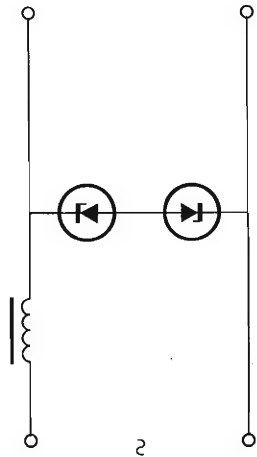
APLICACION DE LOS DIODOS SUPRESORES DE TRANSITORIOS



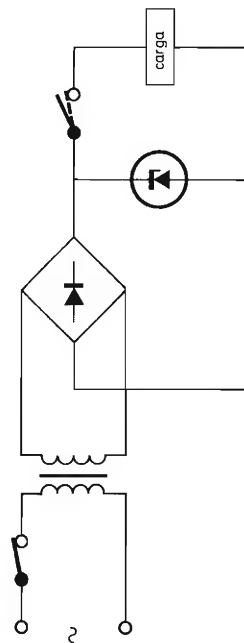
Supresión de transitorios producidos por la activación y desactivación del primario de un transformador.



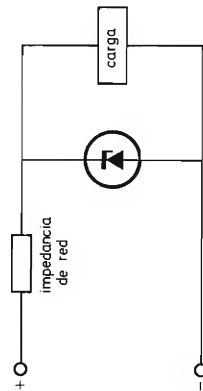
Supresión de transitorios producidos por cortocircuito de la carga.



Supresión de transitorios en alimentación de c.a.



Supresión de transitorios producidos por la conmutación de la carga.



Protección contra transitorios de la red.

TRANSISTORES DE ALTA TENSION PARA DESVIACION HORIZONTAL

En este artículo se describe la aplicación de los transistores BU207/208/209 a circuitos de salida de línea transistorizados. Se emplea un sistema de valores límite de diseño que simplifica el diseño y mejora la fiabilidad del circuito. Se estudian los circuitos y condiciones de trabajo del colector y excitación de base. Finalmente se considera un circuito de desviación de línea práctico que emplea un transistor BU208 en la etapa de salida.

1. INTRODUCCION

La experiencia ha demostrado que la aplicación óptima de transistores en las etapas de salida de los circuitos de desviación horizontal en receptores de televisión en color sólo se consigue si se interpretan correctamente las características y condiciones de trabajo del transistor.

Como se verá, el empleo del sistema de valores límite de diseño simplifica el diseño del circuito. En la primera parte de este artículo se explica cómo se transforman los valores máximos absolutos indicados en las hojas de características, en valores límite de diseño para determinadas condiciones de circuito. El empleo de los valores límite así obtenidos ahorra mucho trabajo por cuanto se tienen en cuenta de modo automático las dispersiones de los componentes y del funcionamiento.

2. APLICACION PRACTICA DE LOS DATOS PUBLICADOS

Las características de los transistores BU207, BU208 y BU209 para circuitos de desviación horizontal publicados en las hojas de características, se basan en el sistema de valores máximos absolutos definidos en la publicación I.E.C. 134. Por tanto, las características publicadas no permiten tener en cuenta variaciones en el equipo, cambios en las condiciones ambiente, fluctuaciones de la alimentación ni variaciones de las condiciones de funcionamiento debidas a variación de las características de los transistores y tolerancias de los componentes asociados. Así pues, cuando se diseña un circuito hay que multiplicar los valores límite por un factor de reducción para obtener valores que admitan las desviaciones antes mencionadas. Los valores así obtenidos se denominan valores de diseño.

En esta sección consideramos como se aplica el factor de reducción a las características publicadas. Téngase en cuenta que el valor máximo absoluto V_{CESM} se emplea para obtener el parámetro de diseño V_{CEP} , y que el valor máximo absoluto I_C (no I_{CM}) se emplea para obtener el

parámetro I_{CP} . El subíndice p empleado en los símbolos de los parámetros de diseño significa valor de pico.

Para facilitar la comprensión de los parámetros que se explican, la figura 1 representa un circuito de desviación horizontal básico y las formas de onda asociadas.

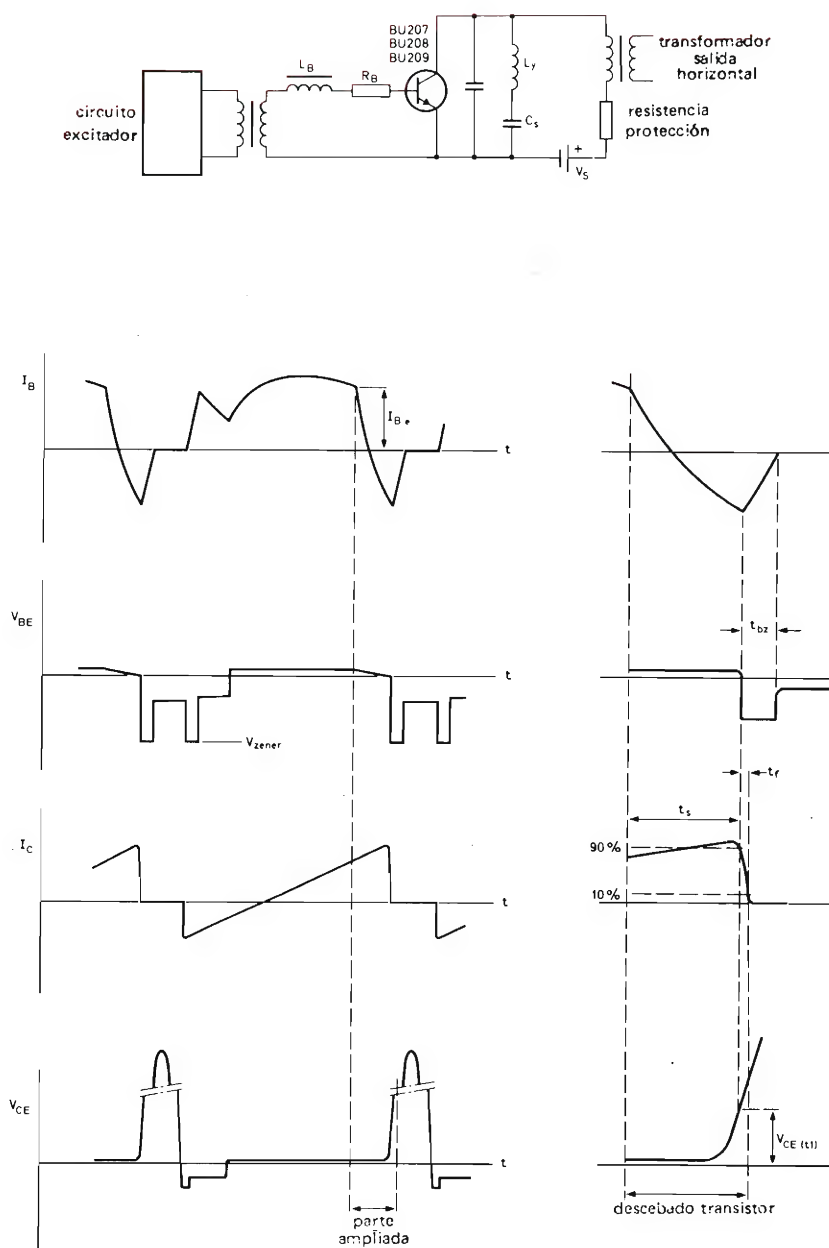


Figura 1. Circuito de desviación horizontal básico con formas de onda asociadas
 t_f = tiempo de caída de la corriente de colector t_s = tiempo de almacenamiento.

2.1. Conversión de los valores máximos absolutos en valores de diseño

Las características que se indican en las hojas de características de los transistores BU207, BU208 y BU209 se basan en el sistema de valores máximos absolutos. Por las razones indicadas, estos valores se han de convertir en valores de diseño mediante la aplicación de un factor de reducción al diseñar un circuito de desviación horizontal. A continuación se consideran estos parámetros en condiciones de funcionamiento normal y de descarga del tubo de imagen.

2.1.1. Parámetros durante el funcionamiento normal

Los valores límite obtenidos a partir del sistema de valores máximos absolutos publicados en las hojas de características no deben sobrepasarse bajo ninguna circunstancia. Este principio general se basa en las siguientes consideraciones:

- los mecanismos de carácter destructivo empiezan cuando se sobrepasan de forma imprevisible los valores límite, especialmente los relativos a tensión y potencia, y
- los valores máximos absolutos se confirman por medio de una prueba final del producto. Durante esta prueba se tienen en cuenta tolerancias en los ajustes del equipo de medida.

De ahí se deduce que el funcionamiento fiable de un transistor sólo se puede garantizar si no se sobrepasan los valores máximos absolutos. Por esta razón parecería lógico que, al diseñar un circuito, fuera necesario comprobar un gran número de circuitos a fin de verificar si trabajan o no dentro de los valores máximos absolutos especificados en las hojas de características del transistor empleado. Sin embargo, este procedimiento no resulta viable en la práctica a causa de las siguientes dificultades:

- son demasiadas las variables que originan desviaciones de I_{Cp} y V_{CEp} para incluirlas en un cálculo realista al diseñar el circuito, e
- incluso en el caso de conocer todas las tolerancias posibles, no es posible aplicar al diseño los procedimientos de caso más favorable. Esto se debe a que resultarían desmesuradamente grandes las desviaciones totales de I_{Cp} y V_{CEp} que se obtendrían aplicando el procedimiento de caso más desfavorable. Por tanto, sería forzoso seleccionar un transistor muy caro, lo

cual perjudicaría la posición competitiva, especialmente en el mercado consumidor.

Un análisis de este tipo está fuera de las posibilidades del diseñador de circuitos. Por tanto, los valores máximos absolutos, aunque se dan en las hojas de características de los transistores, son inútiles a no ser que se apliquen los factores de reducción adecuados para obtener los valores de diseño de un circuito dado.

Las desviaciones de los valores de diseño de V_{CEp} e I_{Cp} se deben a:

- tolerancias de los componentes
- desviaciones de la frecuencia de la base de tiempo horizontal hasta un $\pm 10\%$
- carga de MAT hasta 1,5 mA
- variaciones de la tensión de alimentación $< 1\%$ (con alimentación estabilizada)
- envejecimiento
- desajustes durante la fabricación o el servicio
- desviaciones debidas a cambios de temperatura.

Para calcular la desviación total de los valores de diseño que es posible encontrar, se han de sumar estadística o aritméticamente los efectos de cada una de las tolerancias de acuerdo con su naturaleza. Análisis amplios han demostrado que las desviaciones totales de V_{CEp} e I_{Cp} que se han de tener en cuenta llegan hasta un 25% para cada parámetro.

La cifra de desviación de un 25% se ha hallado sumando estadísticamente todas las dispersiones de los componentes y tolerancias de ajuste del receptor, y sumando aritméticamente las variaciones de I_{Cp} y V_{CEp} originadas por factores exteriores (ajuste de los botones de mando, variaciones de la tensión de red y condición de sincronismo).

Una vez conocida la desviación, es fácil calcular el factor de reducción que se ha de aplicar para obtener los valores de diseño máximos a partir de los valores máximos absolutos: $100/(100 + 25) = 0,8$.

Hay que subrayar que se ha de emplear el valor I_C máx y no el valor I_{CM} máx para obtener el valor de diseño de I_{Cp} . Para los transistores BU207 y BU208, $I_{Cp} = 0,8 \times 5 = 4$ A para una alimentación estabilizada.

Para circuitos que funcionen con una alimentación no estabilizada la posible variación de la tensión de la red debe sumarse a la cifra de tolerancia previamente calculada para V_{CEp} e I_{Cp} . Para una variación de la tensión de la red del 10%, por ejemplo, las desviaciones de V_{CEp} e I_{Cp} pueden llegar a ser del 35% [factor de reducción = $100/(100 + 35) = 0,74$].

La tabla 1 indica los valores máximos de diseño para circuitos en los cuales la tensión de alimentación está estabilizada frente a variaciones de la tensión de red.

Estos valores satisfacen las condiciones del sistema de valores límite de diseño definidos por la publicación I.E.C. 134, y se han obtenido a partir de los valores máximos absolutos.

Tabla 1. Valores de diseño

Parámetros	BU207	BU208	BU209
V_{CEp} max	1040 V	1200 V	1360 V
I_{Cp}	4 A	4 A	3,2 A
t_f (típico para $I_C = 4$ A, $I_B = 1,8$ A or $I_C = 3,2$ A, $I_B = 1,1$ A)	0,7 μ s	0,65 μ s	0,65 μ s

El valor de diseño para el producto de V_{CEp} e I_{Cp} depende del ángulo de desviación y de la MAT del tubo de imagen. Un valor típico para un televisor de color de pantalla grande de 110° , 625 líneas es de 4800 VA. Estos valores de tensión y corriente de colector dependen de la tensión de alimentación empleada para la etapa de desviación horizontal, la cual, a su vez, está determinada por el tipo de transistor empleado. Los transistores BU207, BU208 y BU209 se han diseñado específicamente para etapas de salida de desviación horizontal con elevadas tensiones de pico de colector. Los valores de diseño normales para V_{CEp} se sitúan entre 900 V y 1200 V. Por consiguiente, I_{Cp} se puede mantener relativamente baja, lo cual permite diseños de "baja corriente" económicos. Las tensiones de alimentación varían de 150 V a 200 V.

2.1.2. Descarga del tubo de imagen

La figura 2 muestra la corriente de colector y la tensión de colector-emisor subsiguientes a la descarga. Se puede apreciar como, exactamente después de la descarga, la corriente y la tensión del colector aumentan por encima de sus valores de pico normales I_{Cp} y V_{CEp} , respectivamente. Los máximos de tensión y corriente no se producen simultáneamente. En un montaje en el que las descargas no provoquen perturbaciones en la forma de onda de la excitación de base, un resistor de protección mantendrá los efectos de las descargas en el funcionamiento del transistor de salida dentro de límites tolerables. El valor del resistor de protección depende principalmente de las dos consideraciones siguientes:

- si el núcleo del transformador de salida horizontal se satura o no con la descarga, y
- los efectos de la descarga en la sintonía.

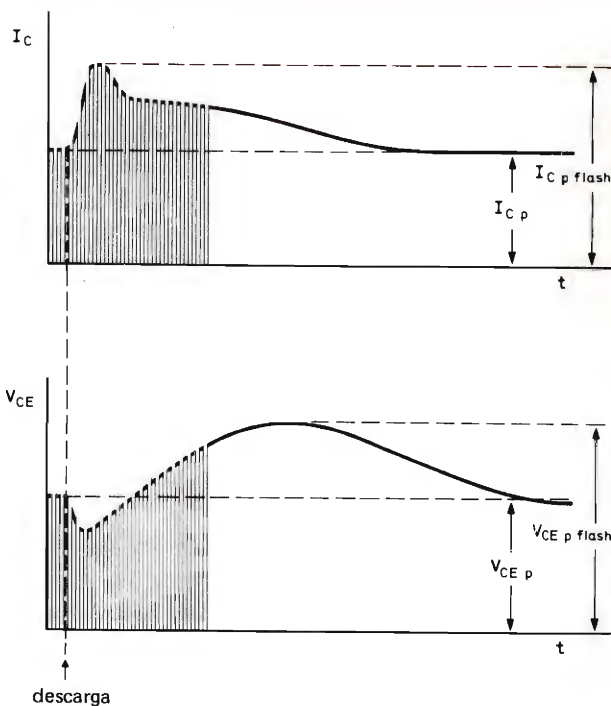


Figura 2. Formas de onda simplificadas de I_C y V_{CE} después de la descarga.

Incluso con un resistor de protección no es posible evitar totalmente la posibilidad de que los valores de pico transitorios de I_C y V_{CE} sobrepasen los valores de diseño I_{Cp} y V_{CEp} . Puesto que la velocidad de repetición de las descargas es baja, se pueden hallar nuevos valores máximos absolutos para I_{CM} y V_{CESM} que sean sólo válidos para condiciones de descarga. Estos valores se denominan I_{CM} flash y V_{CESM} flash. V_{CEO} flash máx es igual a V_{CEO} máx. Los valores para los transistores BU207, BU208 y BU209 se indican en la tabla 2.

Para comprobar un sistema de tipo medio, estos valores han de reducirse a valores de diseño I_{Cp} flash y V_{CEp} flash multiplicándolos por un factor de reducción de 0,8 ($\pm 1\%$ alimentación) ó 0,75 ($\pm 10\%$ alimentación). Los valores de descarga reducidos se indican en la tabla 3.

Tabla 2. Valores máximos absolutos para descarga

parámetro	BU207	BU208	BU209
I_{CM} flash	10 A	10 A	8 A
V_{CESM} flash	1500 V	1650 V	1800 V

Tabla 3. Valores de diseño para descarga

alimentación	estabilizada			no estabilizada			
	BU207	BU208	BU209	BU207	BU208	BU209	unidades
I_C p flash max	8	8	6,5	7,5	7,5	6	A
V_{CE} p flash max							
at $I_C < 2$ mA	1200	1320	1440	1110	1220	1330	V
at $I_C > 2$ mA	480	560	640	450	520	590	V

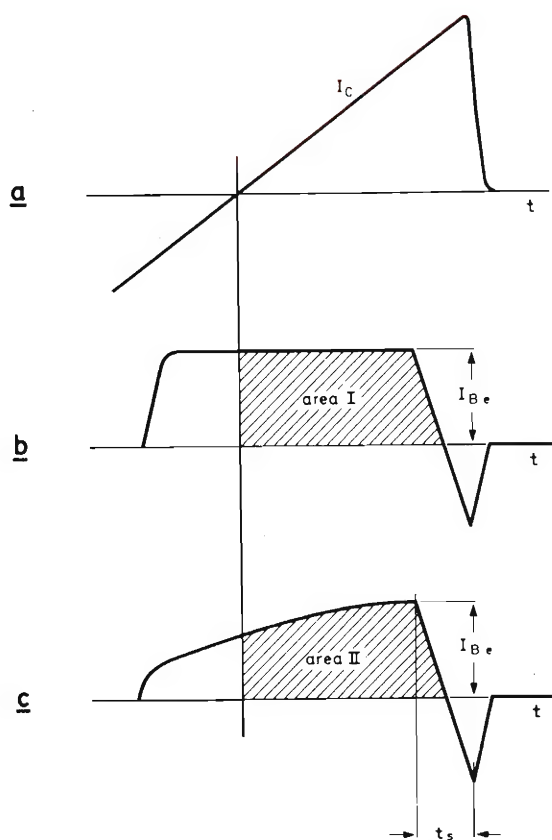


Figura 3. Formas de onda simplificadas de las corrientes de colector y de base que sirven para definir la corriente de base de final de exploración I_{Be} y el tiempo de almacenamiento t_s . El factor de forma de la corriente de base en sentido directo q_b se halla dividiendo el área II (fig. 2c) medida en un circuito real por el área I (fig. 2b), que está normalizada para $q_b = 1$ y se obtiene a partir del mismo valor I_{Be} . Tenemos, pues, $q_b = \text{área II} / \text{área I}$ ($I_{Be} = \text{constante}$).

2.2. Parámetros de la excitación de base

2.2.1. Definición de los parámetros de excitación de base

Los parámetros que determinan la excitación de base en sentido directo son los siguientes:

- la corriente de base al final de la exploración, I_{Be}
- el factor de forma de la corriente de base en sentido directo, q_b
- el tiempo de almacenamiento, t_s .

Estos parámetros se definen en la figura 3, en la que se muestra la forma de onda simplificada de la corriente de base en relación con la de la corriente de colector (véase también la figura 1). En la figura 4 se muestran los parámetros I_{Be} y t_s en función de la corriente de colector de pico I_{Cp} . Todas las magnitudes se expresan en valores de diseño.

Observación:

El factor de forma de la corriente de base en sentido directo, q_b , se refiere sólo a las formas de onda de la corriente determinadas por el circuito de excitación durante el funcionamiento normal del transistor de salida (es decir, no subsiguiente a la descarga del tubo de imagen). Por tanto, para determinar q_b no ha de tenerse en cuenta el tiempo antes de que la corriente de colector pase a ser positiva.

2.2.2. Desviaciones admisibles de los parámetros óptimos

Las desviaciones de los parámetros óptimos de la excitación de base se deben a los factores indicados en el apartado 2.1.1. Las combinaciones de I_{Be} y t_s para valores dados de I_{Cp} se muestran en la figura 5 para $q_b = 0,9/1,0/1,1/1,2$. Mientras los valores de I_{Be} y t_s se encuentran dentro del área de corriente elegida, el tran-

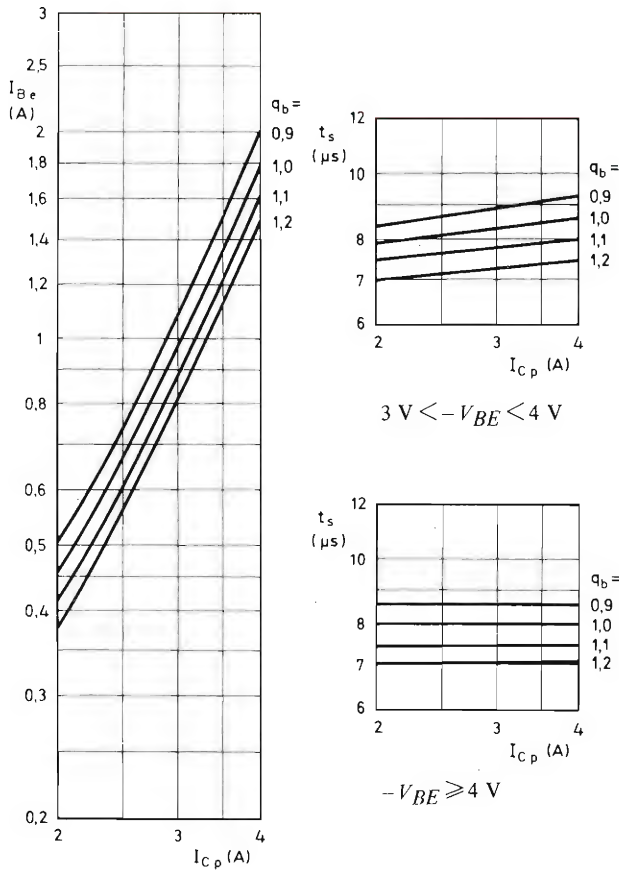


Figura 4. Elección de I_{Be} y t_s en función de I_{Cp} con q_b como parámetro para mínima disipación del transistor de salida.

sistor funcionará dentro de los valores máximos absolutos.

2.2.3. Procedimiento para determinar los parámetros de excitación de base

Para asegurar una excitación correcta de la base se han de seguir los siguientes pasos:

A Para circuitos con tensión de alimentación estabilizada (variaciones de la tensión de alimentación inferiores al 1%).

A1 Determinése el valor de diseño de la corriente de pico de colector I_{Cp} .

A2 Diséñese el circuito de excitación de base de modo que se obtengan los valores de I_{Be} y t_s indicados en la figura 4 si se emplea un transistor cualquiera BU207, BU208 y BU209. La figura 4 es válida para $q_b = 0,9/1,0/1,1/1,2$.

A3 Determinése, mediante mediciones en un circuito real, los valores de I_{Be} y t_s para diez muestras de transistores BU207, BU208 y BU209 elegidas al azar.

A4 Compruébese si el transistor empleado en el paso A2 es de tipo medio con relación a los datos obtenidos con las diez muestras del paso A3. Si es necesario, repítase el paso A2 para un transistor de tipo "más medio".

A5 Compruébese si los valores de I_{Be} y t_s quedan dentro del área de tolerancia para I_{Cp} (fig. 5) en cualesquiera condiciones prácticas. Se han de tener en cuenta los efectos de tolerancias originadas por el circuito excitador (tolerancias de componentes y temporización, variaciones de la tensión de alimentación, etc.), así como los efectos de las tolerancias originadas por las dispersiones en los parámetros del transistor. Los efectos de las dispersiones en los parámetros del transistor pueden ser incluidos en el diseño sumando estadísticamente las tolerancias del circuito y las desviaciones máximas $\Delta I_{Be} = +5\%$, $\Delta t_s = +10\%$ y $\Delta I_{Be} = -5\%$, $\Delta t_s = -10\%$ para cualquier punto que se encuentre dentro del área de tolerancia de la figura número 6.

B Para circuitos con una tensión de alimentación no estabilizada.

B1 Para hallar el valor de diseño de la tensión de alimentación, síganse los pasos de A1 al A5.

B2 Determinénse los valores de la corriente de pico del colector I_{Cp} para tensiones de alimentación mínima y máxima.

B3 Efectúese el paso A5 para los dos valores de I_{Cp} hallados en el paso B2.

2.3. Disipación del transistor y exigencias del radiador

La máxima disipación de potencia en un transistor de salida de desviación horizontal se dará, naturalmente, en un circuito en el que una combinación extrema de

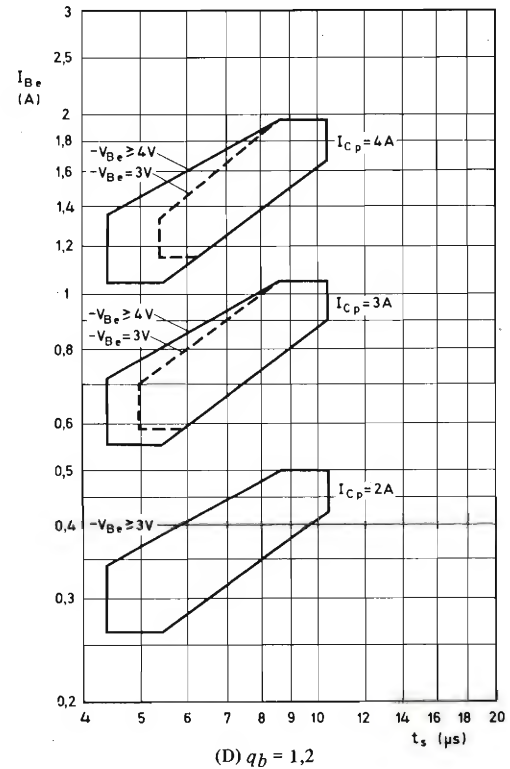
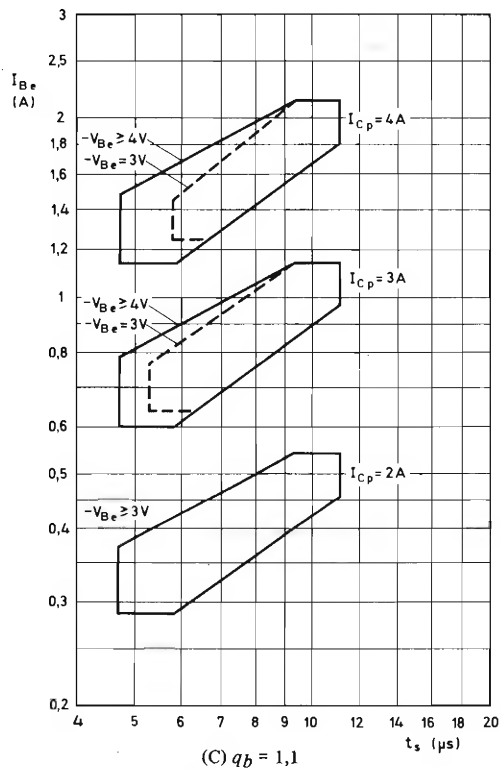
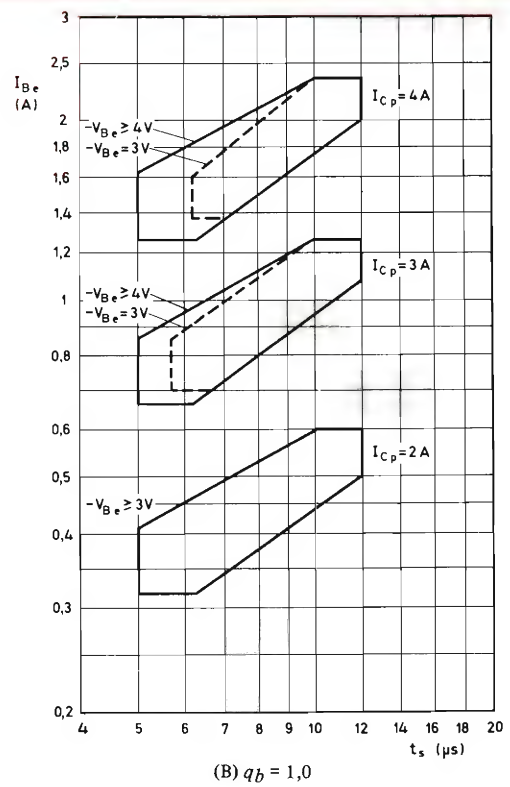
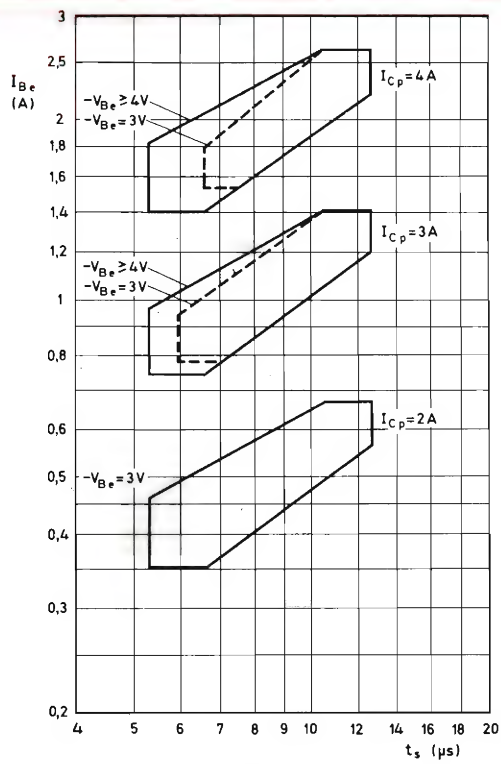
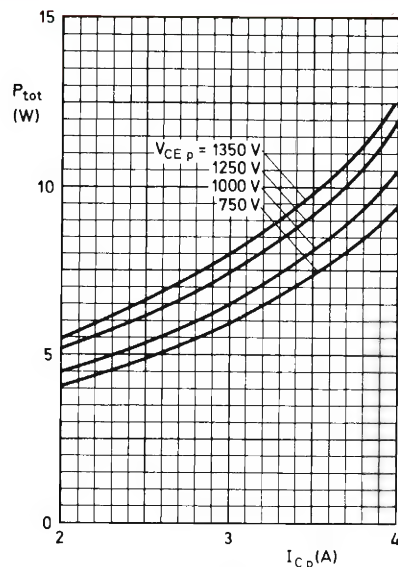
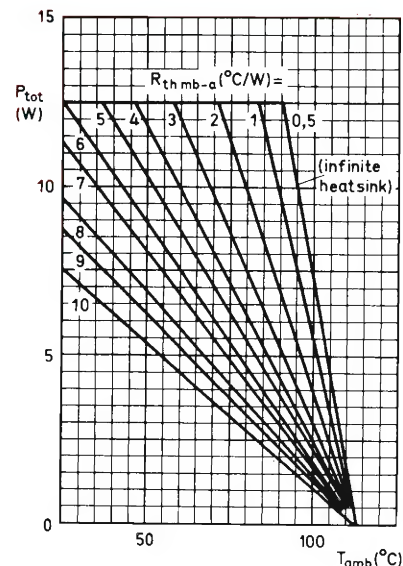


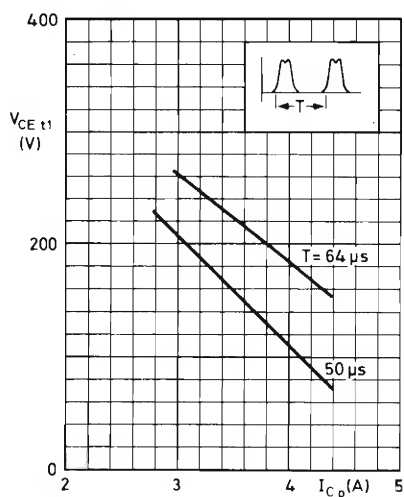
Figura 5. Areas de combinaciones admisibles de I_{Be} y t_s para valores dados de I_{Cp} y q_b .



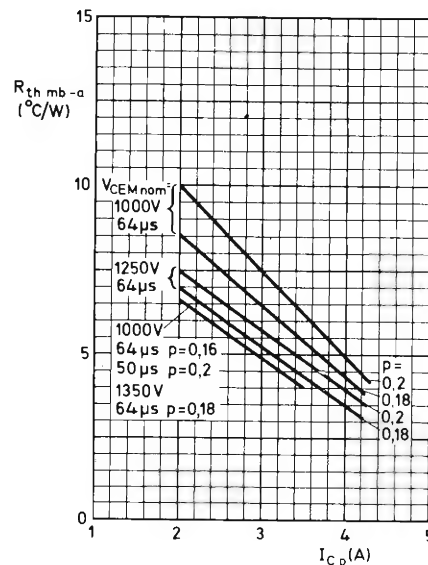
(a)



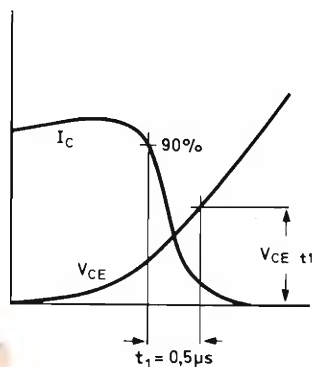
(b)



(d)



(c)



(e)

Figura 6. a) Máxima disipación P_{tot} del transistor de salida de línea en función de I_{Cp} con V_{CEp} como parámetro. b) Máxima disipación de potencia P_{tot} del transistor de salida de línea en función de T_{amb} con R_{thmb-a} como parámetro. c) Máximo radiador tolerable para estabilidad térmica. La cantidad p indica la relación entre el impulso de retorno (t_p) y el período de impulso (T), es decir, $p = t_p/T$. d) Valor máximo del parámetro de diseño $V_{CE} t_1$ ($V_{CE} t_1$) después de un tiempo $t_1 = 0,5 \mu s$ en función de I_{Cp} con el período de línea T como parámetro. e) Normas de medida para t_1 (0,5 μs del 90% del valor de I_C).

tolerancia haga que los valores de pico de V_{CE} e I_C se aproximen a sus valores máximos absolutos. Por otra parte, las propiedades que determinan la cantidad de potencia disipada por el transistor en condiciones de funcionamiento dadas están sujetas a dispersiones y dependen de la temperatura.

La condición de máxima disipación de potencia sólo se dará en el caso de que se produzcan simultáneamente:

- una situación de tolerancia extrema como antes se definió,
- un transistor que tenga valores de parámetros extremos para tensión de saturación y descebado que comporten un aumento de disipación, y
- la máxima temperatura ambiente para la cual se diseñó el transistor.

Es poco probable que se presente esta condición en la práctica. Sin embargo, puede producirse y por eso ha de asegurarse funcionamiento fiable aún en este improbable caso. Esto significa que no deben excederse nunca los valores máximos absolutos de disipación y temperatura de la unión.

Es evidente que los valores de diseño para circuitos fiables han de permitir la combinación de tolerancias extremas. Esto se ha realizado presentando gráficas (fig. 6) que muestran la máxima resistencia térmica admisible entre la base de montaje y ambiente ($R_{th\ mb-a}$) en función de la máxima temperatura ambiente para varios valores de diseño de V_{CEp} e I_{Cp} .

Estas gráficas se basan en el análisis de circuitos prácticos con situaciones de tolerancias prácticas empleando cierta variedad de transistores que cubren todas las dispersiones de parámetros posibles que puedan elevar la disipación del dispositivo. La máxima $R_{th\ mb-a}$ admisible se determinó, en cada caso, de modo que no se sobrepasara ni la máxima disipación ni la máxima temperatura de la unión. Las gráficas de la figura 6 pueden ser empleadas como formas de incorporar una posible disipación y temperatura de unión extremas en el sistema de valores de diseño para circuitos prácticos.

Para evitar una disipación de descebado excesiva, la velocidad de subida de la tensión de colector-emisor se ha de limitar a un valor (de diseño) indicado en la fig. 6d.

2.4. Empleo de las curvas del área de funcionamiento de seguridad (SOAR)

Si el circuito de desviación horizontal ha sido diseñado teniendo en cuenta los valores de diseño, y la excitación de base y el radiador empleados se adaptan a las normas indicadas en los anteriores apartados, cualquier

transistor del tipo en consideración funcionará dentro del área de funcionamiento de seguridad. Esto se puede confirmar por medio de uno de los dos siguientes métodos:

- comprobar un cierto número de circuitos con las curvas del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) para funcionamiento con impulsos repetitivos de valor máximo absoluto obtenidas a partir de las curvas del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) de c.c.,
- seleccionar o construir un circuito de tipo medio y comprobar con las curvas del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) para funcionamiento de impulsos repetitivos de diseño obtenidas a partir de los valores máximos absolutos.

Este último método es mucho más rápido y fiable que el primero; pero en ambos el primer requisito consiste en convertir las curvas SOAR, apropiadas a los valores máximos absolutos, en curvas SOAR de funcionamiento con impulsos repetitivos de valores máximos absolutos para el ciclo de trabajo de los impulsos (δ) empleado.

Puede suponerse funcionamiento con impulsos, pues la disipación en un transistor de salida de circuito de desviación horizontal se debe principalmente a las pérdidas de potencia durante el final de la exploración y la desconexión real de la corriente de colector.

3. CONSIDERACIONES DE DISEÑO DEL CIRCUITO EXCITADOR

3.1. Condiciones de excitación de base

La excitación de base de los transistores de salida de línea de alta tensión se ha de elegir teniendo en cuenta la disipación total admisible y los errores de linealidad. La disipación total puede subdividirse en pérdidas de colector durante la exploración y el descebado, y pérdidas de excitación de base.

Durante el descebado, las pérdidas son máximas para un transistor con máxima ganancia de corriente que trabaje con máxima corriente de base y mínima corriente de colector. Durante la exploración, las pérdidas de colector son máximas para un transistor con mínima ganancia de corriente que trabaje con mínima corriente de base y máxima corriente de colector. Puesto que el transistor puede entonces dejar de estar saturado, pueden producirse errores de linealidad no tolerables.

Ya que normalmente el transistor es excitado a saturación, la corriente de colector viene determinada por la impedancia de colector y la tensión de alimentación en

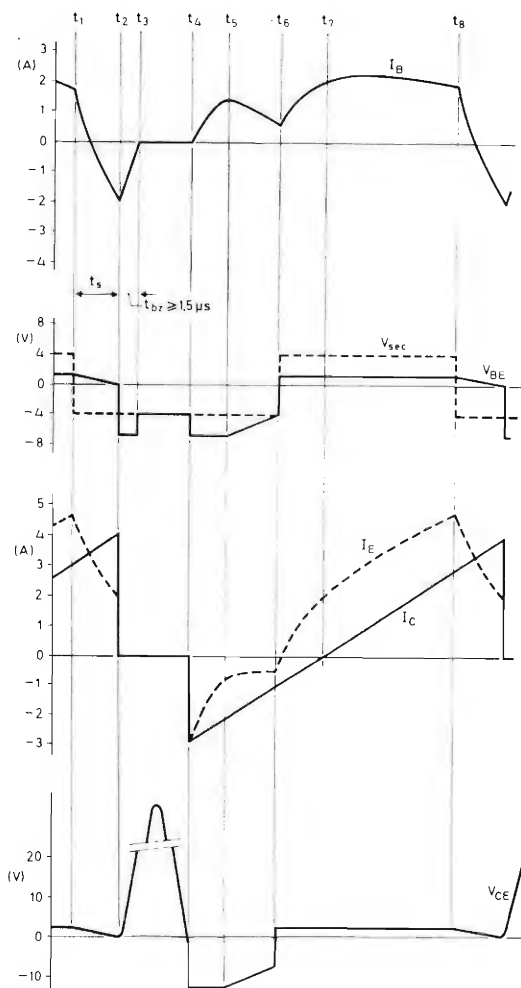
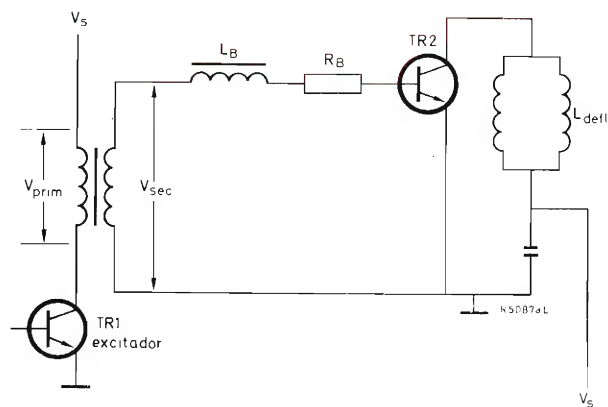


Figura 7a. Circuito de desviación horizontal fundamental y formas de onda asociadas para $I_C < 4$ A.

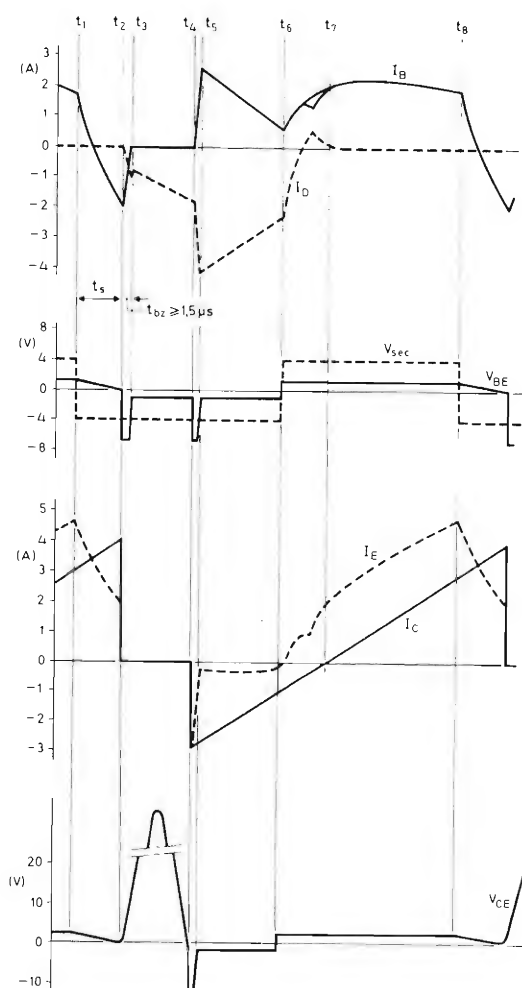
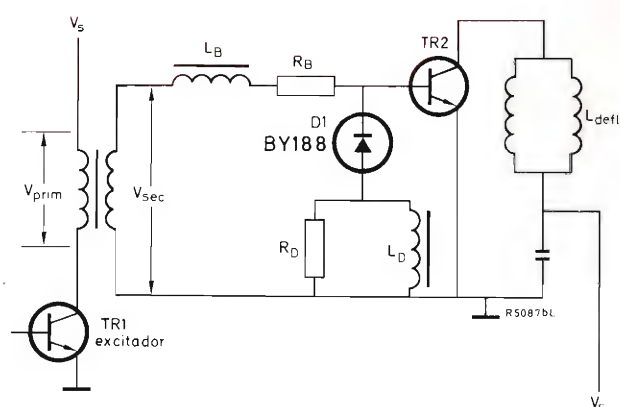


Figura 7b. Circuito de desviación horizontal fundamental y formas de onda asociadas para $I_C \geq 4$ A.

lugar de la excitación de base. Se producen dispersiones de la corriente de colector a causa de dispersiones de los valores de componentes tales como la inductancia de la bobina de desviación y la capacidad de corrección S , así como de las variaciones operacionales de la tensión de alimentación de la corriente del haz y de la condición de sincronismo del oscilador horizontal. La dispersión total de la corriente de colector puede llegar a un 25% de la nominal (para una tensión de alimentación estabilizada), y se ha de incluir en el diseño.

Otros factores que se han de tener en cuenta son los que contribuyen a las variaciones de la excitación de base. Existen dispersiones de valores en los componentes de la etapa de excitación, dispersiones en la tensión base-emisor del transistor de salida y variaciones del ciclo de trabajo y de la frecuencia del oscilador de línea. El circuito excitador se ha de diseñar de modo que estas dispersiones no perjudiquen al transistor de salida. La práctica enseña que la corriente de base al final de la exploración y el tiempo de almacenamiento son los datos de diseño más importantes.

La figura 7 representa un circuito de desviación horizontal fundamental y las formas de onda asociadas. En el circuito de base pueden incluirse un diodo $D1$, R_D y L_D para mejorar la linealidad durante el comienzo de la exploración y limitar la disipación del colector de $TR2$ a $I_C \geq 4$ A. El resistor R_B compensa en parte las variaciones de corriente de base originadas por la dispersión de las características del transistor y variaciones de la tensión de excitación. Las condiciones impuestas al circuito son:

- la tensión de polarización inversa para $TR2$, medida entre extremos del secundario del transformador de excitación ha de ser mayor que 3 V para asegurar el bloqueo durante el retorno (véase apartado 3.1.2.),
- el funcionamiento del circuito excitador ha de permitir que durante los tiempos de almacenamiento y de retorno (t_s y t_f) la impedancia vista por el devanado secundario del transformador de excitación sea baja en comparación con la del inductor y del resistor de base (L_B y R_B). (Véase apartado 3.2.).

3.1.1. Correlación entre L_B y t_s durante el bloqueo

En el momento $t1$ (véase figura 7c), la unión de base-colector está polarizada en sentido directo y se inyectan portadores de carga en la región de la base. El transistor está así saturado. Si en el momento $t1$ la tensión secundaria en el transformador excitador se hace negativa, la corriente de base del transistor $TR2$ comienza a disminuir y descarga la base. Durante el tiempo que va de $t1$

a $t2$ la excitación de la base no influye en el gradiente de concentración en la unión base-colector de $TR2$ de modo que su corriente de colector sigue aumentando. Este tiempo $t1-2$ se denomina generalmente tiempo de almacenamiento y viene determinado principalmente por L_B :

$$\frac{di}{dt}_{1-2} \times L_B = V_{LB} = V_{sec} - V_{BE} - V_{RB}$$

por tanto,

$$dt_{1-2} = \frac{diL_B}{V_{sec} - V_{BE} - V_{RB}}$$

De esta fórmula se puede deducir que, para un valor dado de V_{sec} , debe elegirse el valor de L_B de modo que se alcance el tiempo de almacenamiento necesario.

Si el tiempo de almacenamiento fuera demasiado corto, la unión base-emisor de $TR2$ se polarizaría en sentido inverso antes que la unión colector-base (fig. 7c, en $t2'$). En estas condiciones, la carga residual en la base tendría que eliminarse mediante recombinación en el material, lo cual daría lugar a un paso de corriente de colector a base. Puesto que ese paso de corriente se produciría durante el período de aumento de la tensión de retorno en el colector de $TR2$, se originarían elevadas pérdidas de retorno.

Si el tiempo de almacenamiento fuera demasiado grande, el transistor trabajaría fuera del codo de la característica antes del retorno y aumentarían las pérdidas durante la exploración.

El tiempo de almacenamiento nominal ha de ajustarse a un valor que depende de la corriente de pico del colector de $TR2$. Este valor, dado que el transistor se mantiene saturado antes de $t2$, viene determinado por condiciones exteriores como la tensión de alimentación, la tensión de saturación de $TR2$, la inductancia del transformador de salida y la inductancia de la bobina de desviación.

Circuito con $D1$ incorporado. Durante el período $t1-2$ el diodo de base opcional no afectará el funcionamiento del circuito, pues está polarizado en sentido inverso.

3.1.2. Parámetros durante el intervalo $t2-t3$

Durante el intervalo $t2-3$ el gradiente de concentración en la unión base-colector de $TR2$ disminuye, y la corriente de colector también disminuye haciendo que el transistor salga de saturación. En el instante $t2$ la base se descarga suficientemente para polarizar en sentido inverso la unión colector-base y así hacer que la corriente de colector comience a anularse.

Durante este intervalo $t2-3$, el paso a positivo de la corriente de base produce una corriente a través de L_B ; el pico de tensión de paso a negativo resultante en L_B se suma a la tensión de excitación de paso a negativo V_{sec} . La suma de estas dos tensiones es limitada a unos -7 V por la acción zener del diodo de base-emisor de $TR2$, y la tensión resultante es igual a:

$$VL_B = V_{zener} - V_{sec} = L_B \, di/dt_{2-3}$$

de donde tenemos que:

$$dt_{2-3} = L_B \, di / (V_{zener} - V_{sec}).$$

Por consiguiente, el intervalo $t2-3$ se puede aumentar incrementando V_{sec} , cuyos valores típicos son 3 V para $I_{Cp} = 2\text{ A}$ y más de 4 V para $I_{Cp} = 3\text{ A}$ ó 4 A . Los transistores BU207/208/209 requieren que este tiempo no sea inferior al de caída de la corriente de colector ($> 1,5\text{ }\mu\text{s}$) para asegurar el correcto bloqueo del transistor en consideración en todas las condiciones prácticas.

Circuito con D1 incorporado. Cuando la unión base-emisor de $TR3$ está polarizada en sentido inverso en el instante $t2$, parte de la corriente de excitación pasa a través de $D1$ y, por tanto, la corriente de la base disminuye. Si la corriente del diodo alcanza el valor de la corriente de excitación, la acción zener del diodo base-emisor de $TR2$ cesa y la tensión base-emisor se reduce al nivel de la tensión en sentido directo entre extremos de $D1$. La duración del tiempo $t2-3$, por tanto, depende de la velocidad de subida de la corriente en $D1$ cuando se polariza en sentido directo. El retardo de cebado de $D1$ naturalmente está sujeto a dispersión, de modo que se conecta L_D ($10\text{ }\mu\text{H}$) en serie para garantizar que este tiempo sea mayor que $1,5\text{ }\mu\text{s}$ con los diodos BY188. Las oscilaciones parásitas se evitan amortiguando L_D con un resistor de 33 ohmios conectado en paralelo (R_D).

3.1.3 Parámetro durante la exploración ($t4-t8$)

En el instante $t4$, la tensión de retorno en el colector de $TR2$ se hace negativa. Por consiguiente, la unión de colector-base comienza a actuar como diodo de ganancia en paralelo a través del cual pasa la corriente de recuperación negativa hacia el colector. El nivel de esta corriente está determinado por el circuito de colector y, en la base de $TR2$, se divide en las siguientes componentes:

- corriente a través de L_B
- corriente a través del emisor de $TR2$ debido al funcionamiento en sentido inverso del transistor
- corriente a través de L_D por medio de $D1$ (si emplean estos componentes).

La corriente que pasa a través de L_B origina un pico de tensión negativa en la inductancia y esta tensión, sumada a $-V_{sec}$, queda limitada a unos 7 V por la acción zener del diodo base-emisor.

Durante el intervalo comprendido entre $t4$ y $t5$, la tensión de desviación es igual a la suma de V_S y V_{BE} ; en $t5$ esta tensión es la suma de V_S y V_{sec} y en el instante $t6$, cuando el transistor vuelve a estar excitado en sentido positivo, pasa de nuevo a la diferencia entre V_S y $V_{CE\text{ sat}}$. Estos cambios en el nivel de la tensión de desviación originan no linealidad de la exploración y también aumentan la disipación en $TR2$.

Circuito con D1 incorporado. Para mejorar la linealidad y disminuir la disipación total en $TR2$ se puede emplear el diodo $D1$ para limitar la tensión V_{BE} de $TR2$ durante la primera parte del período de exploración (véase apartado 3.1.4.). Sin embargo, debido a la presencia de L_D y al rápido aumento de la corriente de recuperación durante la primera parte de la exploración, el diodo base-emisor de $TR2$ es excitado a ruptura. El tiempo durante el cual $TR2$ se mantiene en ruptura se

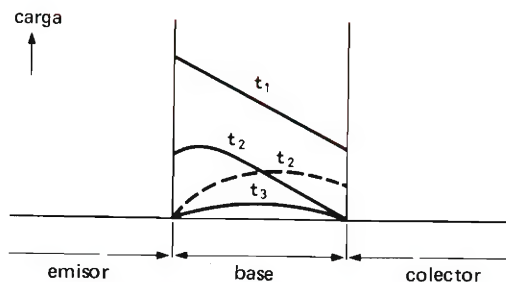


Figura 7c. Representación simplificada de la distribución de carga a través de la base de un transistor de salida horizontal para varios tiempos.

limita conectando el inductor L_D en serie con $D1$. Este inductor no está saturado durante el bloqueo ($t2-3$), pero se satura durante la exploración. Uno de los inconvenientes del empleo de $D1$ consiste en que durante el período de excitación negativa origina una carga adicional en el transistor de excitación $TR1$. Por consiguiente, si se emplea un diodo de ganancia base-emisor, puede ser necesario emplear un transistor de mayor potencia para $TR1$ de lo que habría sido necesario sin dicho diodo.

3.1.4. Punto de inicio para excitación positiva

En el punto en el cual V_{sec} se hace positiva (inicio de la excitación positiva) puede producirse en cualquier momento entre $t4$ y $t7$. La figura 8 muestra el tiempo mínimo $\delta_{\min} T$ y el tiempo máximo $\delta_{\max} T$ durante el cual V_{sec} se mantiene positiva. Las siguientes ecuaciones son válidas para los ciclos de trabajo mínimo y máximo:

$$\delta_{\min} = (1 - p)/(1 + \sqrt{\eta}) - t_s/T \text{ and } \delta_{\max} = 1 - p - t_s/T$$

en donde $p = t_{fl}/T$

$$y \quad \sqrt{\eta} = I_{C \text{ neg}}/I_{C \text{ pos}} = \frac{(1 - p) I_{C \text{ p-p}} - 2 I_{C \text{ AV}}}{(1 - p) I_{C \text{ p-p}} + 2 I_{C \text{ AV}}}$$

El valor nominal del ciclo de trabajo del excitador debe elegirse de modo que las tolerancias en frecuencia y ciclo de trabajo del oscilador de línea no hagan sobrepasar nunca el valor máximo o mínimo de δ . En la práctica pueden emplearse los siguientes valores:

$$\begin{aligned} p &= 0,19 \\ \sqrt{\eta} &= 0,75 \\ T &= 64 \mu s \\ t_s &= 10 \mu s \end{aligned}$$

de modo que

$$\delta_{\min} = 0,3 \text{ and } \delta_{\max} = 0,6.$$

Para reducir la influencia de la dispersión de la tensión base-emisor de $TR2$, se ha conectado un resistor entre el transformador de excitación y la base de $TR2$.

Circuito con $D1$ incorporado. El valor de la reducción de la disipación de $TR2$ por medio de $D1$ depende del punto de iniciación de la excitación positiva. Para δ_{\max} ,

la reducción de disipación es insignificante y para $\delta = 0,45$ (excitación directa iniciada en la parte media del período de exploración negativo) la reducción de disipación es de 2,5 W. Se emplea como $D1$ un diodo BY188.

3.2. Circuitos de excitación

En el apartado 2.2.1. se definen los parámetros que determinan la excitación de la base en sentido directo, (I_{Be} , q_b y t_s) e indican los métodos para medirlos en un circuito real. Es evidente que las dispersiones totales de la corriente de base al final de la exploración y durante el tiempo de almacenamiento (originadas por dispersiones de valores de los componentes del circuito excitador) así como variaciones de la tensión de alimentación y ciclo de trabajo del oscilador horizontal, determinan la elección del circuito excitador. Otras condiciones impuestas al circuito excitador son que la corriente de descarga de base debe ser suficientemente elevada para asegurar que la realimentación de los impulsos de retorno de alta tensión de colector a base del transistor de salida sea despreciable. Por consiguiente, la impedancia vista por el secundario del trans-

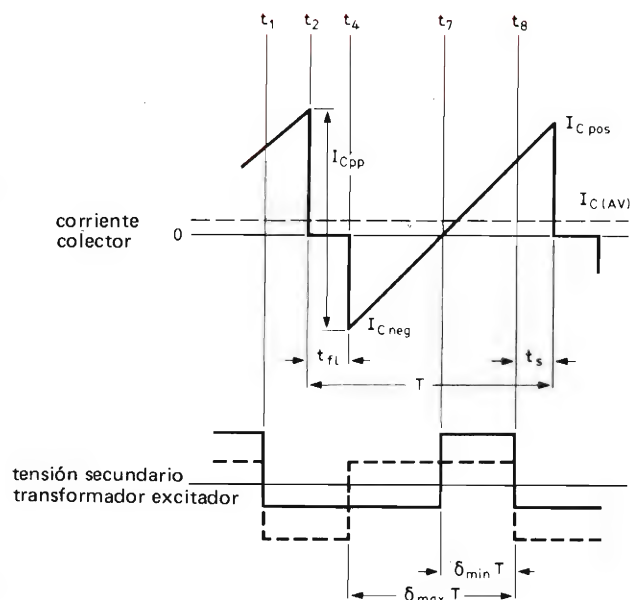


Figura 8. Tensión del secundario del transformador de excitación de función del tiempo referido a la corriente de colector del transistor de salida de línea. La línea de trazo continuo indica el mínimo ciclo de trabajo $\delta_{\min} T$ y la línea de trazos, el máximo ciclo de trabajo $\delta_{\max} T$.

formador de excitación ha de ser baja durante los períodos de almacenamiento y de retorno (t_s y t_{fl}).

La base puede excitarse en modo no simultáneo (el transistor de excitación conduce cuando el transistor de salida de línea está bloqueado) o en el modo simultáneo (los transistores de excitación y de salida conducen o están bloqueados simultáneamente). Si se excitan en el modo no simultáneo, la base del transistor de salida es excitada por la energía almacenada en el transformador de excitación durante el período de conducción del transistor de excitación.

La señal de excitación se puede obtener de uno de los dos tipos de osciladores siguiente:

- oscilador en el cual el ciclo de trabajo, una vez establecido, se mantiene fijo (por ejemplo, un oscilador de onda sinusoidal o un circuito de oscilador de línea integrado TBA720A)
- oscilador en el cual el ciclo de trabajo depende del funcionamiento de un lazo de control de fase incorporado (por ejemplo, el oscilador de la combinación horizontal integrada TBA920).

3.2.1. Oscilador fijo con diodo en el circuito de base del transistor de salida

La figura 9 representan un circuito excitador con un transformador de excitación sintonizado. Puesto que el transformador de excitación está saturado durante los períodos de almacenamiento y de retorno, la impedancia vista por el secundario será baja; este circuito sólo se puede emplear en el modo no simultáneo. Sintonizando el primario del transformador de excitación a la mitad de la frecuencia de línea con C_p se obtiene una excitación correcta con el mínimo consumo de corriente de la fuente de alimentación. Los valores de los componentes del esquema son para $q_b = 1$. El resistor R_p limita corriente de pico del colector del transistor de excitación durante la conmutación. El resistor R_s protege el transformador de excitación en el caso de un cortocircuito accidental del transistor.

Este circuito es interesante por su sencillez, pero deben tenerse en cuenta las dispersiones indicadas en la tabla 4. Puesto que las dispersiones de I_{Be} y t_s no guardan correlación para las causas A de la tabla y están correlacionadas para las causas B, el campo de dispersiones alrededor de I_{Be} y t_s nominal no es rectangular. La figura 10 muestra el campo de dispersiones según los valores indicados en la tabla 4, y el área de tolerancia admisible.

Por consiguiente, puede deducirse que el circuito de excitación puede ser empleado con una variación del

ciclo de trabajo del $\pm 20\%$ (δ mín = 0,4; δ máx = 0,6). Aunque las variaciones de la frecuencia del oscilador no influyen en la excitación de base ocasionan una variación de la corriente de pico de colector del transistor de salida, razón por la cual la excitación nominal ha de elegirse de modo que el transistor de salida no esté nunca subexcitado ni sobreexcitado.

La figura 11 muestra algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 9.

La principal ventaja de este circuito, comparado con un circuito sin diodo, es la reducción de la disipación en el transistor de salida. Los inconvenientes son el aumento de disipación en el transistor de excitación y la reducción de estabilidad en presencia de variaciones de la corriente de colector en el transistor de excitación.

3.2.2. Oscilador fijo con diodo en el circuito de colector del transistor de salida

La figura 12 representa un circuito de excitación con un transformador sintonizado y un diodo en el circuito de colector del transistor de salida. Puesto que el transistor de excitación está saturado durante los períodos de almacenamiento y retorno, la impedancia vista por el secundario será baja; este circuito sólo puede ser empleado en el modo no simultáneo. Sintonizando el primario del transformador de excitación a la mitad de la frecuencia horizontal con C_p se obtiene una excitación correcta con mínimo consumo de corriente de la fuente de alimentación. Los valores de los componentes en el círculo son para $q_b = 1$. El resistor R_p limita la corriente de pico del colector del transformador de excitación durante la conmutación. El resistor R_s protege el transformador de excitación en el caso de un cortocircuito accidental del transistor de excitación.

Han de tenerse en cuenta las dispersiones de I_{Be} y t_s indicadas en la tabla 5. Puesto que las dispersiones no guardan correlación para las causas A de la tabla y están correlacionadas para las causas B, el campo de dispersiones alrededor de los valores nominales de I_{Be} y t_s no es rectangular. La figura 13 muestra el campo de dispersiones según los valores de la tabla 5, y el área de tolerancia admisible.

Se puede deducir, pues, que el circuito excitador puede ser empleado con una variación del ciclo de trabajo del $\pm 20\%$ (δ mín = 0,4; δ máx = 0,6). Las principales ventajas de este circuito en comparación con el circuito de la figura 9 son:

- reducida disipación en el transistor de excitación, y
- aumento de la estabilidad en presencia de variaciones de la corriente de colector en el transistor de excitación.

Tabla 4. Dispersiones de I_{Be} y t_s para el circuito de la figura 9.

	componente	valor nominal	% tolerancia	dispersiones de parámetros debidas a tolerancias de los componentes	
				$\Delta I_{Be} (\%)$	$\Delta t_s (\%)$
A	C_p	6,8 nF	± 10	± 3	$< 0,5$
	R_p	1 k Ω	± 5	$\pm 1,5$	$< 0,5$
	R_S	560 Ω	± 5	$\pm 1,5$	$< 0,5$
	L_B	4 μ H	± 10	$< 0,5$	± 3
	R_B	1,8 Ω	± 10	± 5	$< 0,5$
Suma estadística de dispersiones				$\pm 6,2$	$\pm 3,1$
parámetro		valor nominal	% tolerancia		
B	ciclo de trabajo	0,5	± 20	± 25	± 25
	frecuencia oscilación		± 10	0	0
	BU208			± 5	± 10
C	Suma estadística de dispersiones			± 26	± 27

A = dispersiones sin correlación
 B = dispersiones con correlación
 C = suma de dispersiones con y sin correlación

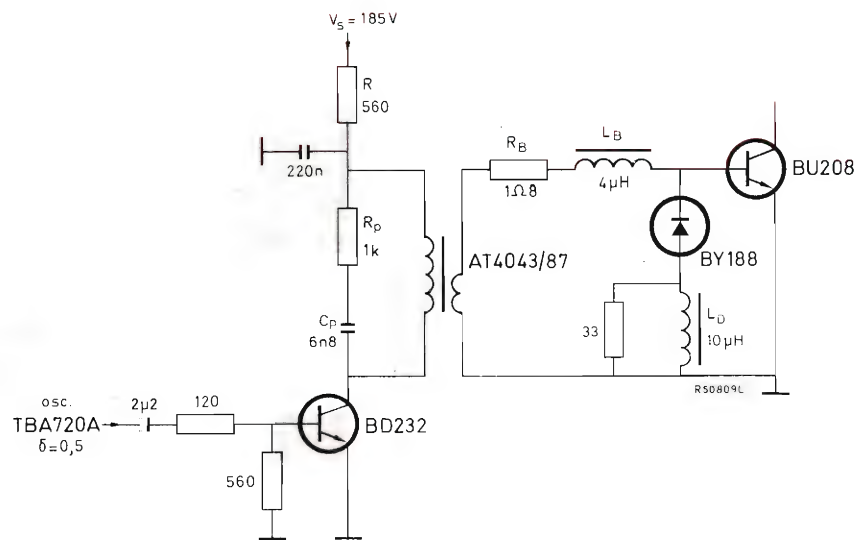


Figura 9. Circuito de excitación para ciclo de trabajo fijo con diodo en el circuito de la base del transistor de salida.
 $I_{Be} = 1,8$ A, $t_s = 7$ μ s, $I_{Cp} = 4$ A y $q_b = 1$.

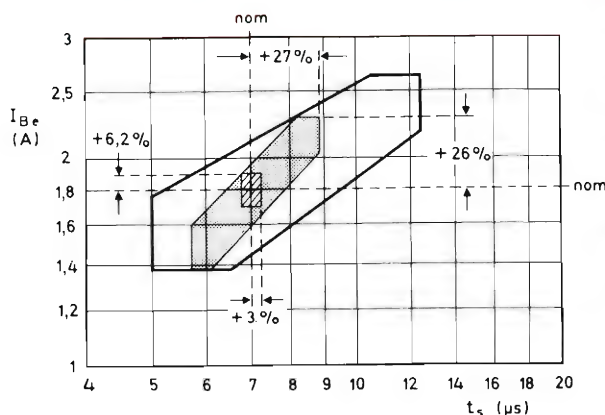


Figura 10. Combinaciones posibles de I_{BE} y t_s en el circuito de la figura 9. La intersección en la zona sombreada indica las combinaciones posibles si las dispersiones de los componentes no sobrepasan los valores indicados en la tabla 4 (A). La zona con puntos indica las combinaciones posibles si las dispersiones no sobrepasan los valores indicados en la tabla 4 (C). Esta zona se ha de mantener dentro de la zona no sombreada de combinaciones admisibles. $I_{CP} = 4$ A nom., $I_{BE} = 1,8$ A nom., $t_s = 7$ μ s nom. y $q_b = 1$.

La figura 14 muestra algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 12.

3.2.3. Oscilador variable con diodo en el circuito de base del transistor de salida

La figura 15 representa un circuito de excitación con un transformador de excitación sintonizado. Puesto que el transistor de excitación está saturado durante los períodos de almacenamiento y de retorno, la impedancia vista por el secundario será baja; este circuito sólo puede ser empleado en el modo no simultáneo. Sintonizando el primario del transformador de excitación a la mitad de la frecuencia horizontal con C_P , se obtiene una excitación correcta con mínimo de consumo de corriente de la fuente de alimentación.

Los valores de los componentes del circuito son para $q_b = 0,95$. El resistor R_P limita la corriente de pico del colector del transistor de excitación durante la conmutación. El resistor R_S protege el transformador de excitación si el transistor de excitación se cortocircuita accidentalmente.

Antes de examinar los parámetros del circuito de excitación, conviene describir el funcionamiento de la sección oscilador del circuito integrado TBA920. En este oscilador los flancos anteriores de los impulsos de salida

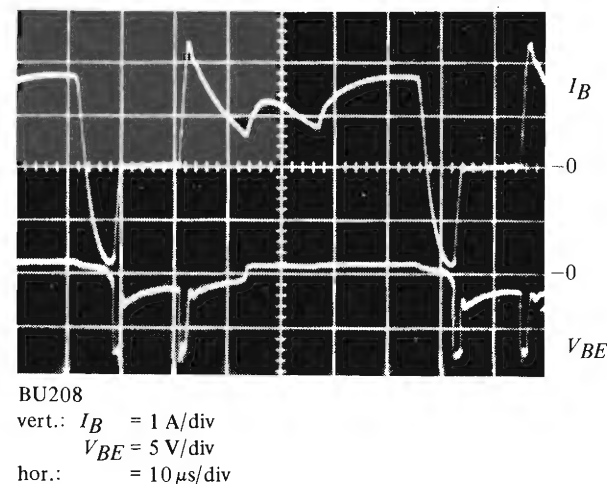
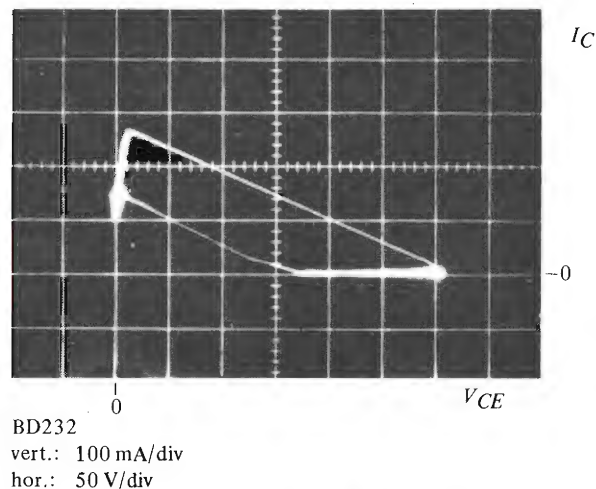
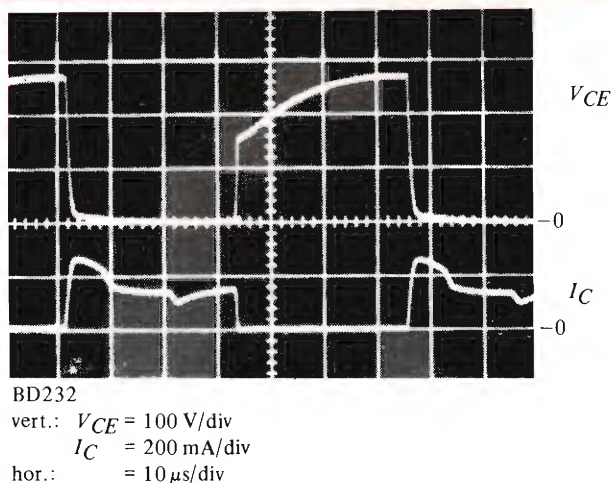


Figura 11. Algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 9.

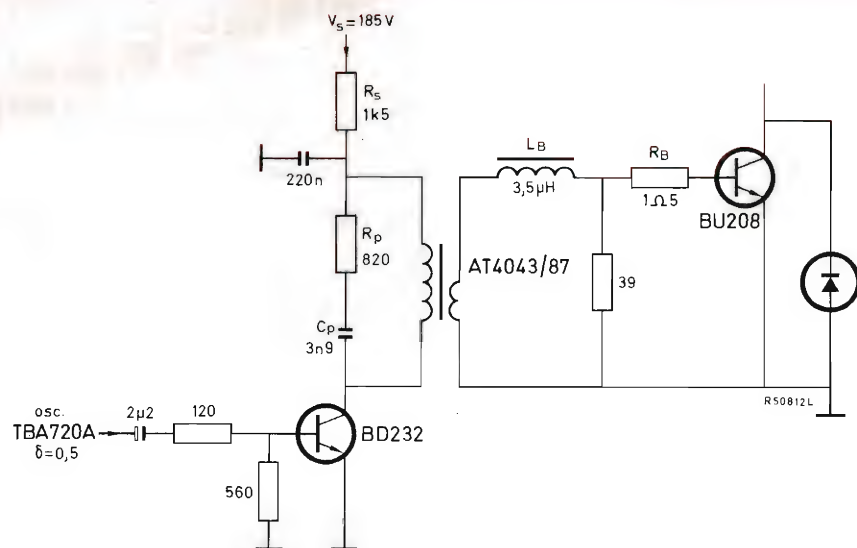


Figura 12. Circuito de excitación de ciclo de trabajo fijo con diodo en el circuito de colector del transistor de salida.
 $I_{Be} = 1,8 \text{ A}$, $t_s = 8 \mu\text{s}$, $I_{Cp} = 4 \text{ A}$ y $q_b = 1$.

Tabla 5. Dispersiones de I_{Be} y t_s para el circuito de la figura 12

	componente	valor nominal	% tolerancia	dispersiones de parámetros debidas a las tolerancias de los componentes	
				$\Delta I_{Be} (\%)$	$\Delta t_s (\%)$
A	C_P	3,9 nF	± 10	$< 0,5$	$< 0,5$
	R_P	820 Ω	± 5	$\pm 1,5$	$< 0,5$
	R_S	1,5 k Ω	± 5	$\pm 2,5$	$< 0,5$
	L_B	3,5 μH	± 10	$< 0,5$	$\pm 2,5$
	R_B	1,5 Ω	± 10	± 5	$< 2,5$
	Suma estadística de dispersiones			$\pm 5,8$	$\pm 2,7$
	parámetro	valor nominal	% tolerancia		
B	ciclo de trabajo	0,5	± 20	± 22	± 16
	frecuencia oscilación		± 10	± 3	± 4
	BU208			± 5	± 10
C	Suma estadística de dispersiones			$\pm 23,5$	$- 19,6$

A = dispersiones sin correlación
 B = dispersiones con correlación
 C = suma de dispersiones con y sin correlación

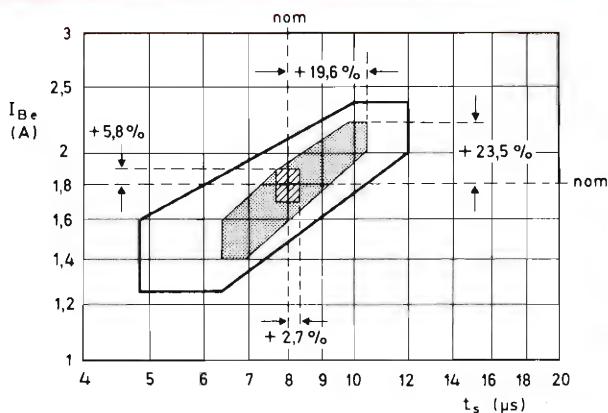


Figura 13. Posibles combinaciones de I_{BE} y t_s en el circuito de la figura 12. El punto de intersección en la zona sombreada indica las combinaciones posibles si las dispersiones no sobrepasan los valores indicados en la tabla 5 (A). La zona con puntos indica las combinaciones posibles si las dispersiones no sobrepasan los valores indicados en la tabla 5 (C). Esta zona se ha de mantener dentro de la zona no sombreada de combinaciones admisibles. $I_{CP} = 4$ A nom., $I_{BE} = 1,8$ A nom., $t_s = 8$ μ s nom. y $q_b = 1$.

se sincronizan con los impulsos de sincronismo, y los flancos posteriores de los impulsos de salida se producen 8 μ s después del centro de los impulsos de retroceso del transformador de salida horizontal. El ancho de los impulsos de salida (y por tanto el ciclo de trabajo) será así determinado por las características de la etapa de salida horizontal y el tiempo de retardo del circuito integrado (t_{IC}) como se muestra en la figura 16. El ciclo de trabajo viene dado por:

$$\delta = \frac{1}{T} [T - (t_s + t_{IC} + 0,5 t_{fl})]$$

de donde obtenemos, para los valores indicados en la figura 21:

$$\delta = 0,01 [64 - (7 + 8 + 6)] = 0,67.$$

Puesto que los impulsos de salida procedentes del oscilador son positivos durante el 0,33 aproximadamente del período horizontal, pueden conectarse directamente al excitador de modo no simultáneo. Si se emplea un excitador de modo simultáneo, debe conectarse un inversor de fase entre el oscilador y el excitador.

En la tabla 6 se indica la influencia de las dispersiones de los componentes en el ciclo de trabajo. La influencia de la variación de frecuencia en el ciclo de trabajo se describe aparte.

La máxima reducción posible de la frecuencia del oscilador en el TBA920 (-10%) ocasiona un aumento del 10% aproximadamente de I_{CP} y V_{CE} en el transistor

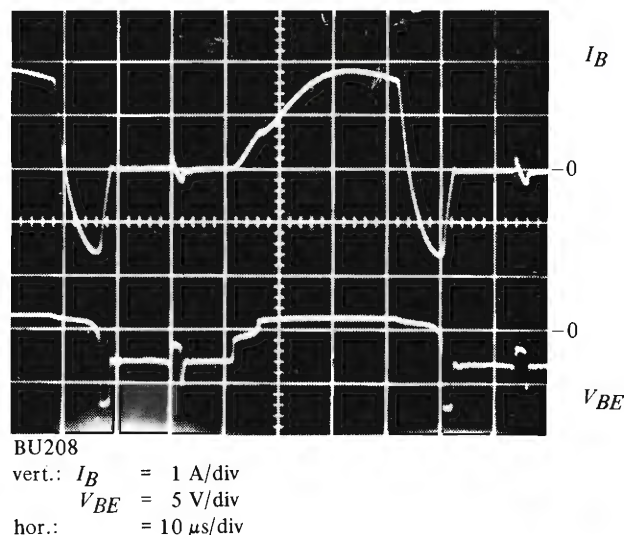
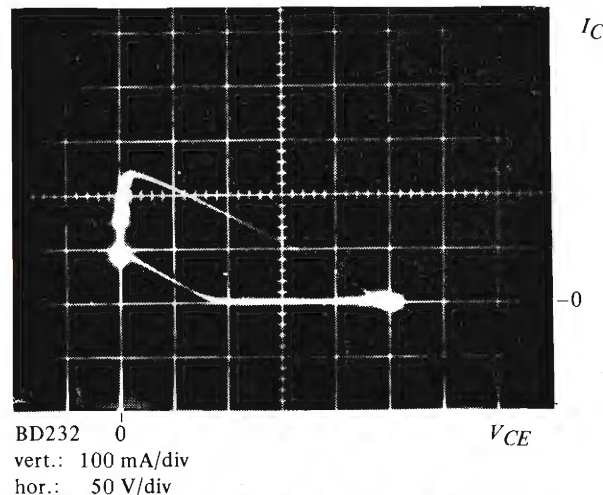
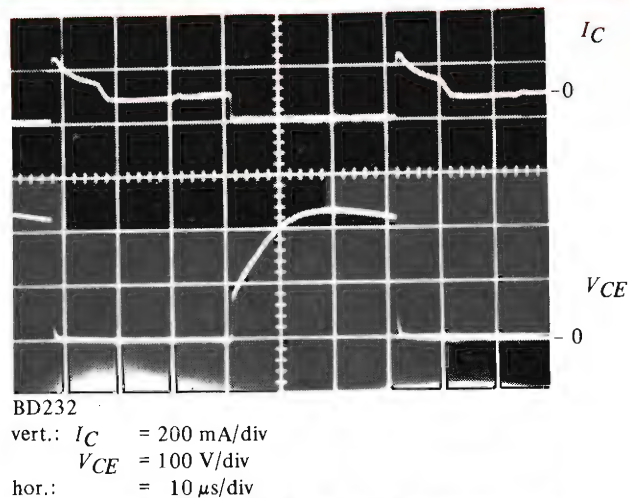


Figura 14. Algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 12.

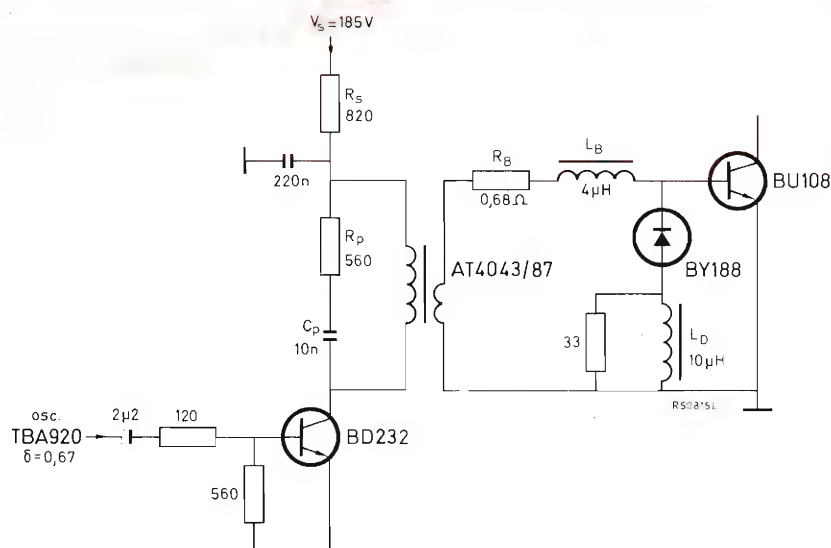


Figura 15. Circuito excitador de ciclo de trabajo variable con diodo en el circuito de base del transistor de salida.
 $I_{Be} = 1,7 \text{ A}$, $t_s = 7 \mu\text{s}$ $I_{Cp} = 4 \text{ A}$ y $q_b = 0,95$.

de salida. Antes de conectarlo a un nuevo receptor, el oscilador se ha de ajustar a su valor máximo para evitar una elevada disipación en el transistor de salida. Después se puede ajustar la frecuencia al valor nominal. Además de los posibles desajustes de frecuencia durante la producción y el servicio, también pueden producirse desviaciones de frecuencia por envejecimiento de los componentes, fluctuaciones de la temperatura, así como por la conexión a un magnetoscopio; de todos modos estas desviaciones son siempre poco importantes.

Las dispersiones de I_{Be} y t_s indicadas en la tabla 7

corresponden al circuito de la figura 15. Puesto que las dispersiones no guardan correlación para las causas A y están correlacionadas para las causas B, el campo de dispersiones alrededor de los valores nominales de I_{Be} y t_s no es rectangular. La figura 17 muestra el campo de dispersiones según los valores indicados en la tabla 7 y el área de tolerancia admisible.

De los resultados puede deducirse que, para una máxima variación de frecuencia del oscilador del $\pm 10\%$, el campo de dispersiones se mantiene dentro del área de tolerancia admisible.

Tabla 6. Influencia de las dispersiones de los componentes en el ciclo de trabajo

componente	valor nominal	% tolerancia	Δt_s	dispersiones de parámetros debidas a tolerancias de componentes		
				Δt_f	Δt_{IC}	$\Delta \delta \%$
L_B	$7 \mu\text{H}$		$\pm 0,2 \mu\text{s}$	—	—	$\pm 0,5$
C_{retorno}	10 nF		—	$\pm 0,3 \mu\text{s}$	—	$\pm 1,0$
* $L_{\text{desviación}}$			—	$\pm 0,18 \mu\text{s}$	—	$\pm 0,6$
TBA920	$t_{1c} = 8 \mu\text{s}$		—	—	$\pm 0,56 \mu\text{s}$	$\pm 1,5$
BU208	$t_s = 7 \mu\text{s}$		$\pm 0,7 \mu\text{s}$	—	—	$\pm 2,0$
Suma estadística de dispersiones de $\delta \pm 2,8$						

*no incluye la influencia del transformador de salida horizontal

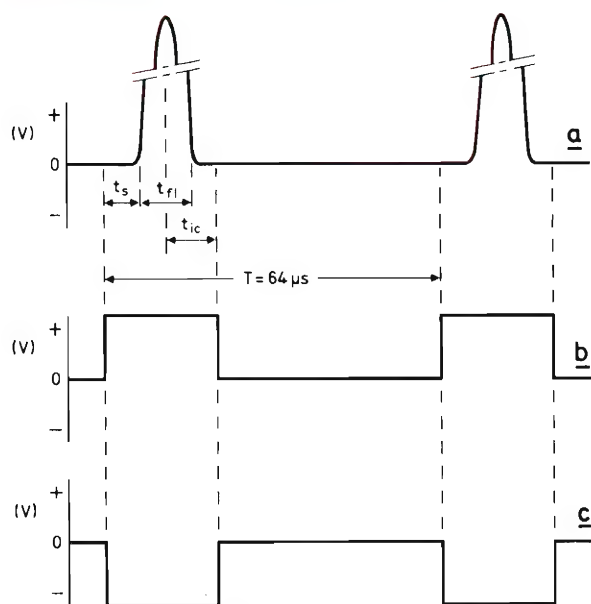


Figura 16. Control del oscilador de TBA920. En el circuito t_s (tiempo de almacenamiento del BU208) = $7 \mu s$, t_f (tiempo de retorno) = $12 \mu s$ y t_{ic} (tiempo de retardo del TBA920) = $8 \mu s$.

La principal ventaja de este circuito, comparado con un circuito sin diodo, es que mejora la linealidad al comienzo de la exploración. La figura 18 muestra algunas formas de onda obtenidas con el circuito de la fig.15.

3.2.4. Oscilador variable sin diodo

La figura 19 muestra un circuito con un transformador sintonizado, pero sin diodo. Puesto que el transistor de excitación está saturado durante los períodos de almacenamiento y retorno, la impedancia vista por el secundario es baja; este circuito sólo puede ser empleado en el modo no simultáneo. Sintonizando el primario del transformador de excitación a la mitad de la frecuencia horizontal con C_p , se obtiene una excitación correcta con el mínimo consumo de corriente de la fuente de alimentación. Los valores de los componentes empleados son para $q_b = 1$. El resistor R_p limita la corriente de pico del colector del transistor de excitación durante la conmutación. El resistor R_s protege el transformador de excitación en el caso de un cortocircuito accidental del transistor de excitación.

Las observaciones que se han hecho sobre el funcionamiento del oscilador del TBA920 en el apartado 3.2.3. son válidas también para este circuito.

Tabla 7. Dispersiones de I_{Be} y t_s para el circuito de la figura 15

	componentes	valor nominal	% tolerancia	dispersiones de parámetros debidas a las tolerancias de los componentes	
				$\Delta I_{Be} (\%)$	$\Delta t_s (\%)$
A	C_p	10 nF	± 10	± 2	$\pm 0,5$
	R_p	560 Ω	± 5	$\pm 1,5$	$\pm 0,5$
	R_s	820 Ω	± 5	$\pm 1,5$	$\pm 0,5$
	L_B	4 μH	± 10	$\pm 0,5$	± 3
	R_B	0,68 Ω	± 10	$\pm 2,5$	$\pm 0,5$
Suma estadística de dispersiones				$\pm 3,8$	± 3
	parámetro	valor nominal	% tolerancia		
B	ciclo de trabajo	0,67	$\pm 2,8$	± 9	± 6
	frecuencia oscilación		± 10	± 19	± 11
	BU208			± 5	± 10
C	Suma estadística de dispersiones			± 22	$\pm 16,5$

A = dispersiones sin correlación

B = dispersiones con correlación

C = suma de dispersiones con y sin correlación

Deberán tenerse en cuenta las dispersiones de I_{Be} y t_s indicadas en la tabla 8. Puesto que las dispersiones no guardan correlación para la causa A y están correlacionadas para las causas B, el campo de dispersiones alrededor de los valores nominales no será rectangular. La figura 20 muestra el campo de dispersiones según los valores indicados en la tabla 8, y el área de tolerancia admisible. De los resultados se deduce que el circuito excitador puede ser empleado con una variación de frecuencia del oscilador del $\pm 20\%$ (el TBA920 sobrepasa esta especificación con un amplio margen). Sin embargo, para una frecuencia del 20% por debajo de la nominal, los valores de V_{CE} e I_{Cp} han de mantenerse dentro de los valores admitidos.

Las principales ventajas de este circuito, en comparación con el circuito descrito en el apartado 3.2.3., son:

- reducida disipación en el transistor de excitación, y
- menor sensibilidad con respecto a las variaciones de frecuencia del oscilador.

La figura 21 muestra algunas formas de onda del circuito de la figura 19.

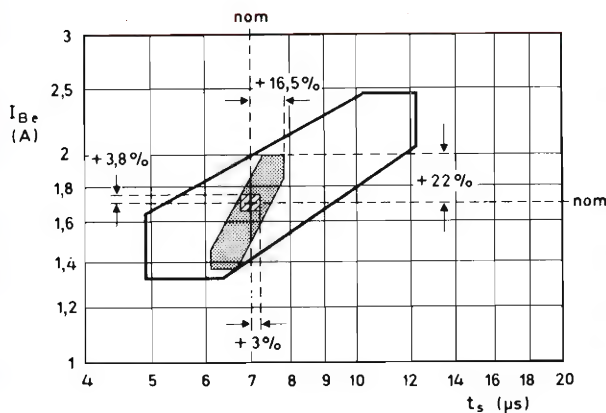
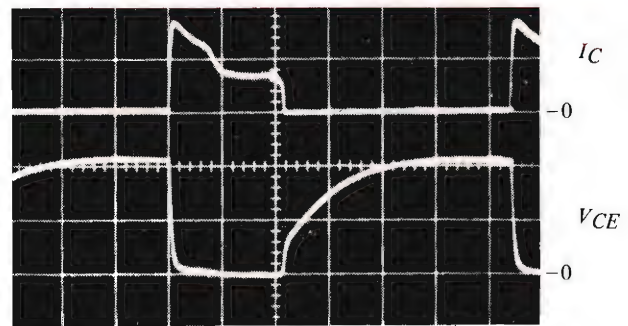
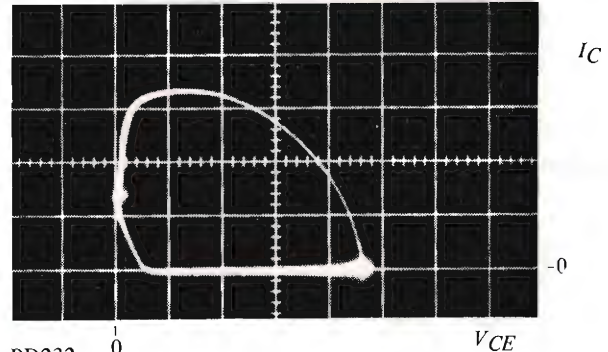


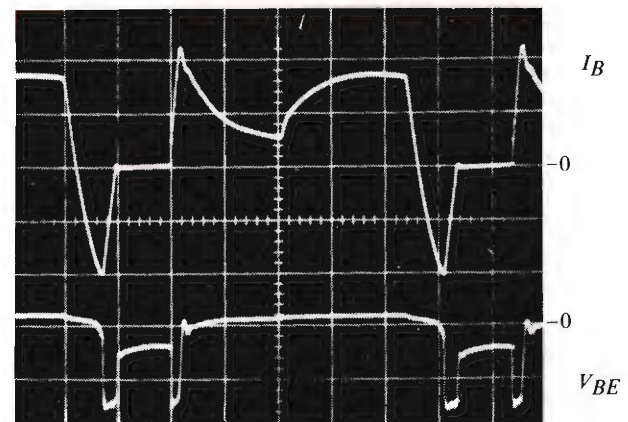
Figura 17. Posibles combinaciones de I_{Be} y t_s en el circuito de la figura 15. El punto de intersección en la zona sombreada indica las combinaciones posibles si las dispersiones de los componentes no sobrepasan los valores indicados en la tabla 7 (A). La zona con puntos indica las combinaciones posibles si las dispersiones no sobrepasan las indicadas en la tabla 7 (C) (tolerancia de la frecuencia del oscilador $\pm 10\%$). Esta zona ha de mantener dentro de la zona sin sombreado de combinaciones admisibles. $I_{Cp} = 4$ A nom., $I_{Be} = 1,7$ A nom., $t_s = 7$ μ s nom. y $q_b = 0,95$.



BD232
vert.: $I_C = 200$ mA/div
 $V_{CE} = 100$ V/div
hor.: $= 10$ μ s/div



BD232
vert.: $I_C = 100$ mA/div
hor.: $= 50$ V/div



BU208
vert.: $I_B = 1$ A/div
 $V_{BE} = 5$ V/div
hor.: $= 10$ μ s/div

Figura 18. Algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 15.

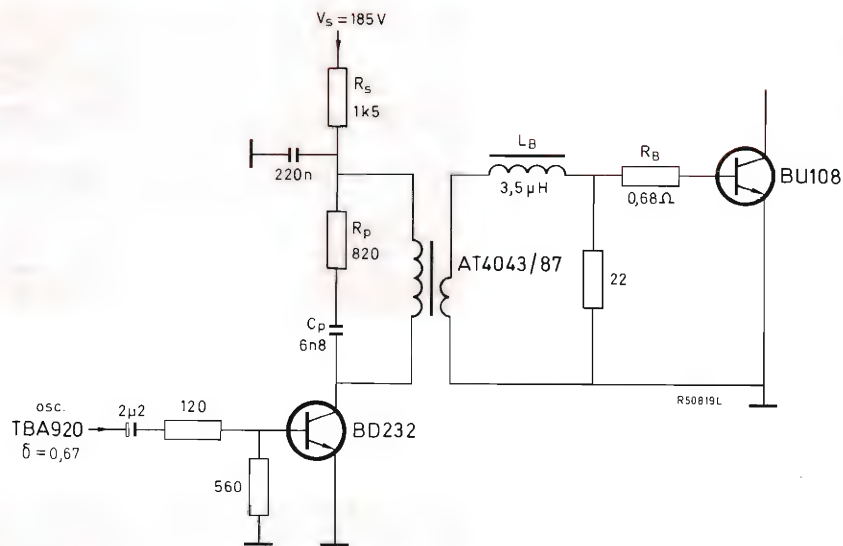

 Figura 19. Circuito de excitación con ciclo de trabajo variable sin diodo. $I_{Be} = 1,65 \text{ A}$, $t_s = 7 \mu\text{s}$, $I_{Cp} = 4 \text{ A}$ y $q_b = 1$.

 Tabla 8. Dispersiones de I_{Be} y t_s , para el circuito de la figura 19

componente	valor nominal	% tolerancia	dispersiones de parámetros debidas a las tolerancias de los componentes	
			$\Delta I_{Be} (\%)$	$\Delta t_s (\%)$
A	C_p	6,8 nF	± 10	$< 0,5$
	R_p	820 Ω	± 5	± 3
	R_s	1,5 k Ω	± 5	$< 0,5$
	L_B	3,5 μH	± 10	± 3
	R_B	0,68 Ω	± 10	$< 0,5$
Suma estadística de dispersiones			$\pm 3,7$	$\pm 4,25$
parámetro	valor nominal	% tolerancia		
B	ciclo de trabajo	0,67	± 3	± 2
	frecuencia oscilación		± 20	± 13
	BU208		± 3	± 10
C	Suma estadística de dispersiones		$\pm 14,4$	± 17

A = dispersiones sin correlación

B = dispersiones con correlación

C = suma de dispersiones con y sin correlación

4. CIRCUITO PRACTICO

La figura 22 presenta el esquema de un circuito de desviación horizontal práctico que emplea un transistor BU208 en la etapa de salida.

La MAT es generada por un triplicador de tensión conectado al devanado de 8,5 kV del transformador de salida AT2063/00. Un diodo más una red exterior RC forman un circuito de fijación para anular las oscilaciones después del retorno y reducir así la resistencia interna del generador de MAT. La tensión de explotación rectificada de unos 1000 V a través de la red RC proporciona la tensión de la rejilla pantalla del tubo de imagen. Junto con un resistor de separación (47 k Ω) entre el tubo de imagen y el triplicador, el circuito de fijación protege al circuito y al transistor BU208 contra descargas que se produzcan en el tubo de imagen.

El transistor de salida BU208 excita la bobina de desviación AT1062/01 conectada en serie con la bobina puente AT4043/86 a través de un condensador de corrección S (470 nF) y de la unidad de corrección de linealidad AT4042/06. La bobina de desviación en paralelo puede ser equilibrada con la bobina AT4040/85. La corriente continua de colector del BU208 se obtiene del primario del transformador de salida.

Las distorsiones en acerico y trapezoidal son compensadas (sin modular la MAT) por medio del modulador de

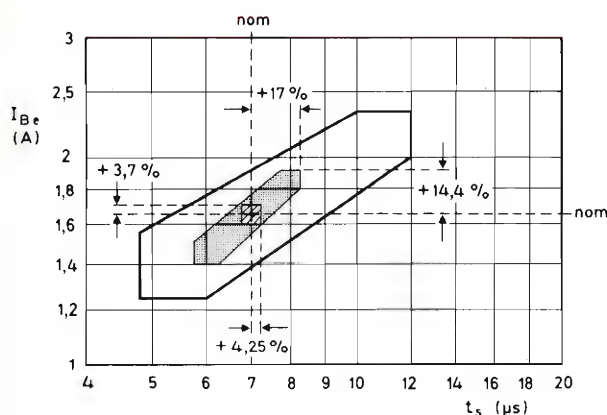


Figura 20. Posibles combinaciones de I_{Be} y t_s en el circuito de la figura 19. El punto de intersección en la zona sombreada indica las combinaciones posibles si las dispersiones de los componentes no sobrepasan los valores indicados en la tabla 8 (A). La zona sombreada indica las combinaciones posibles si las dispersiones no sobrepasan las indicadas en la tabla 8 (C). Esta zona ha de mantenerse dentro de la zona sin sombreada de combinaciones admisibles. $I_{CP} = 4$ A nom., $I_{Be} = 1,65$ A nom., $t_s = 7$ μ s nom. y $q_b = 1$.

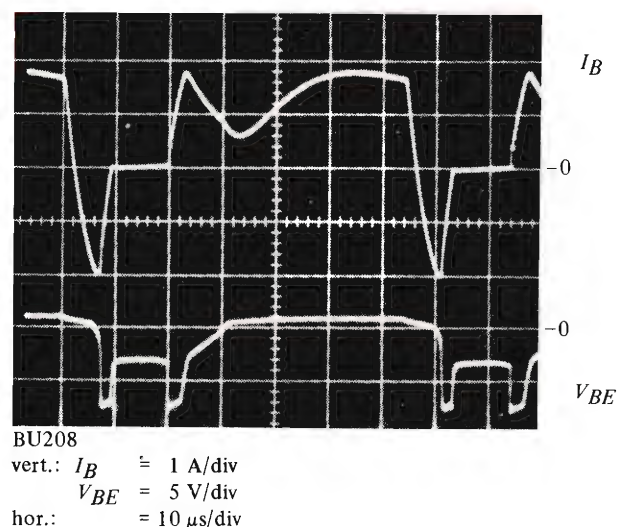
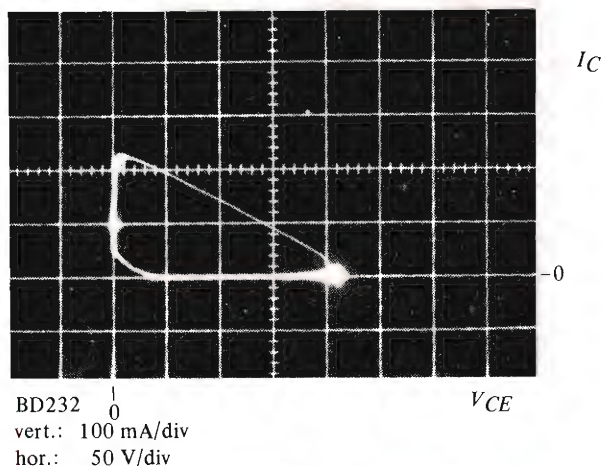
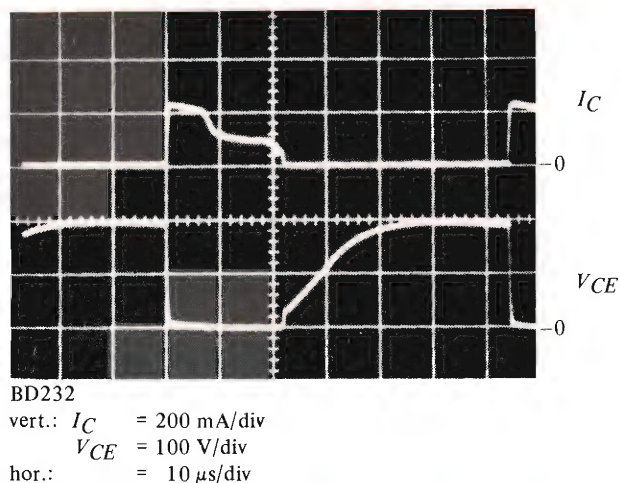


Figura 21. Algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 19.

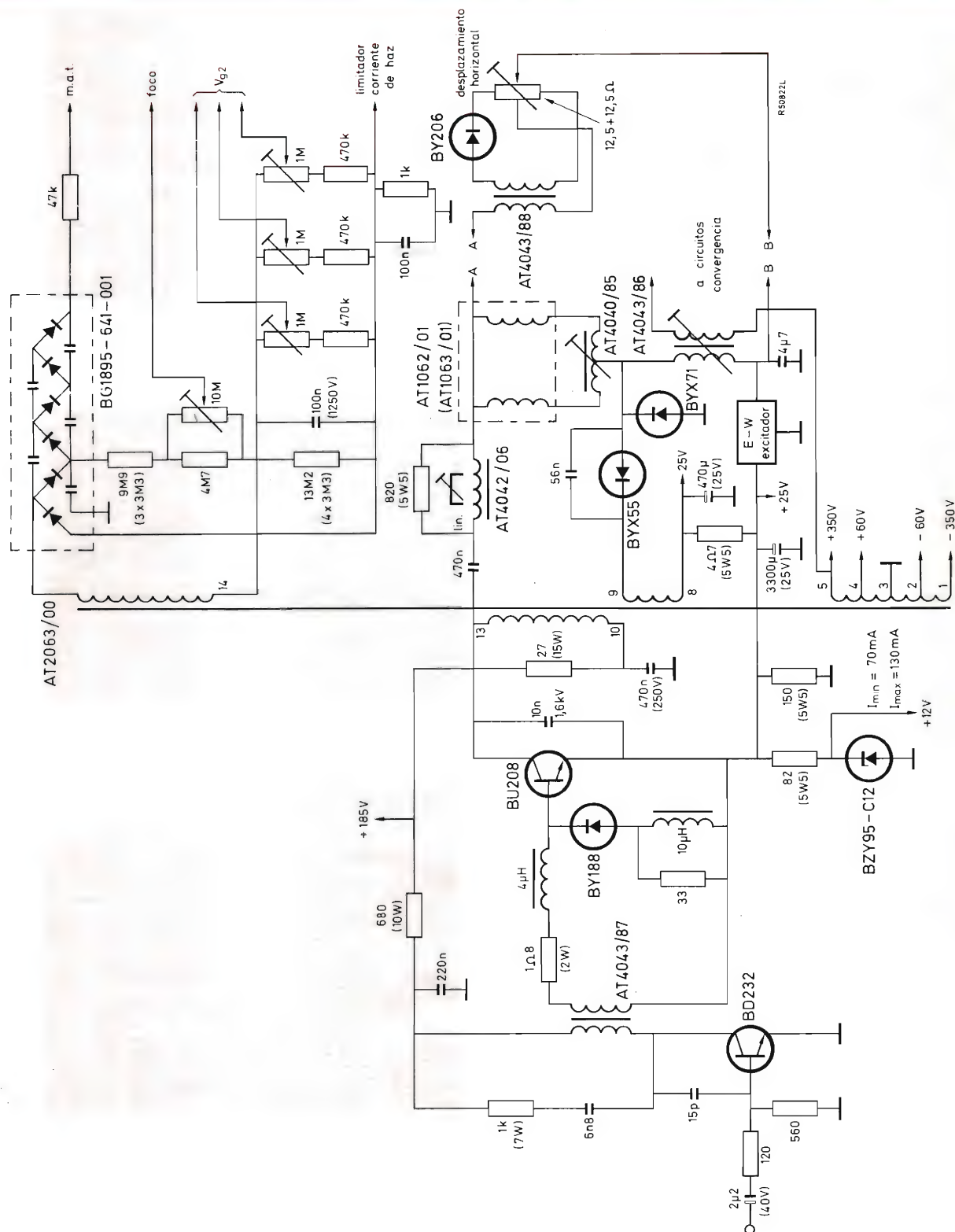


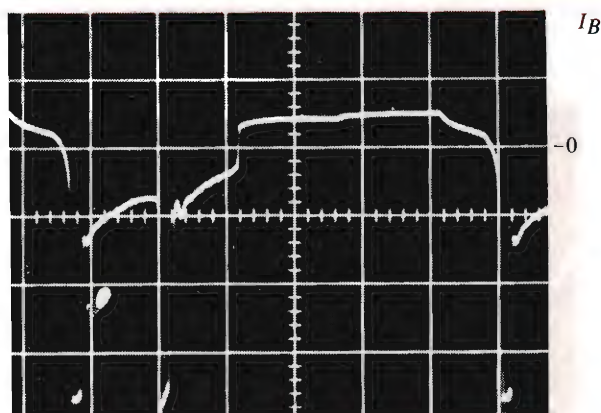
Figura 22. Circuito de desviación práctico que funciona a partir de una alimentación de 185 V estabilizada.

diodo que es excitado por el circuito de excitación Este-Oeste (E-W). Las tensiones en dientes de sierra y parabólica a la frecuencia de cuadro para la excitación Este-Oeste se obtienen del resistor de realimentación de corriente y del condensador de acoplamiento, respectivamente, que están en serie con la bobina de desviación de cuadro. El ancho de la imagen es controlado por el ajuste de c.c. de la base del preamplificador BC158 del circuito de excitación Este-Oeste. El centrado de la imagen se consigue conectando un choque AT4043/88, de unos 50 mH, a la unión de la bobina de desviación y la unidad de control de linealidad. Este choque proporciona una c.c. positiva o negativa, a través de un rectificador en su secundario, a la unión de la bobina puente y la unidad de excitación E-W. Debido a la elevada inductancia del choque de centrado de imagen, este circuito contribuye considerablemente a la carga inductiva en el transistor de salida. Un modo más barato de corregir el desplazamiento horizontal consiste en variar la fase del oscilador de línea, pero tiene el inconveniente de que afecta la convergencia.

El transistor de excitación de alta tensión BD232 se emplea para la excitación en modo no simultáneo del transistor de salida BU208. La salida del oscilador del TBA702A es suficiente para excitar directamente la base del transistor de excitación BD232.

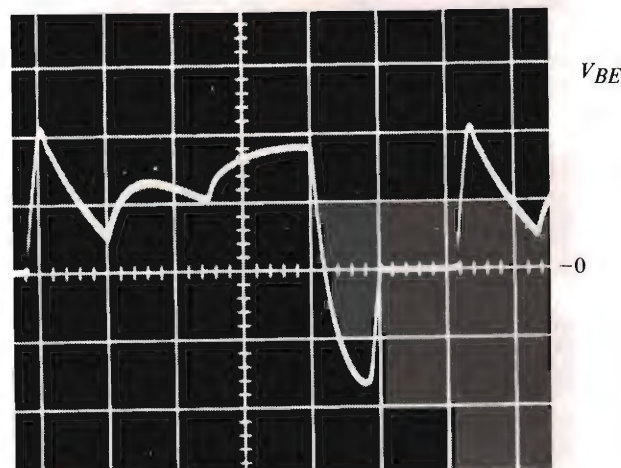
Para asegurar un funcionamiento adecuado del modulador de diodo para la corrección de trama E-W, este modulador debe estar cargado con unos 0,75 A para 28 V c.c. Esta corriente se suma a la corriente continua de colector del transistor de salida horizontal a través de un pequeño resistor que admite una corriente de, como mínimo, 0,9 A a 25 V para alimentación de baja tensión de la excitación E-W, salida vertical, circuitos de corrección y etapas de pequeña señal. Esta tensión de 25 V se suma a la tensión del transformador (150 V exploración) y a la tensión entre extremos del resistor de protección, dando una alimentación total del 185 V. Cuando la carga de MAT aumenta, la tensión de exploración disminuye. La alimentación de 25 V/obtenida de los 28 V a través de un resistor de 4,7 ohmios es virtualmente constante, pues la disminución de corriente a través de este resistor es compensada por un aumento igual en la corriente continua de emisor del BU208. Se necesita una carga mínima fija (unos 75 Ω) para la alimentación de 25 V a fin de proteger los condensadores electrolíticos contra sobrecargas en el caso de que se desconecte la alimentación de baja tensión de otras partes. Parte de esta carga es el resistor de 82 ohmios conectado en serie y el diodo de referencia de tensión de 12 V desde el cual pueden alimentarse las secciones de baja tensión del receptor.

En la figura 23 se muestran algunas formas de onda del circuito de la figura 22.



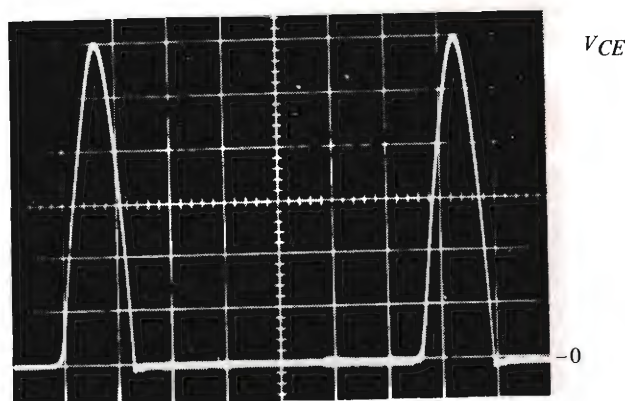
BU208

vert.: 2 V/div

hor.: 10 μ s/div

BU208

vert.: 1 A/div

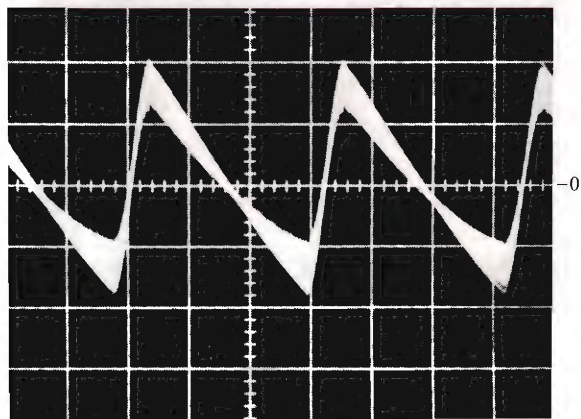
hor.: 10 μ s/div

BU208

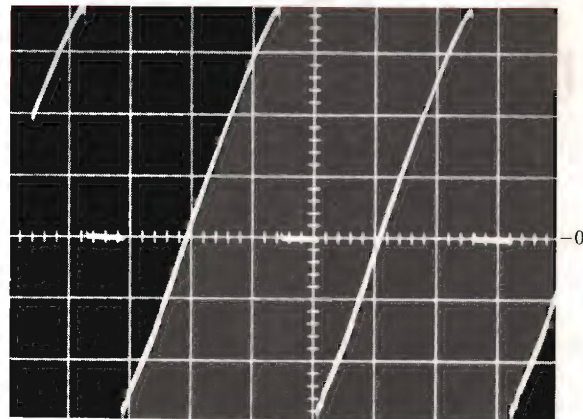
vert.: 200 V/div

hor.: 10 μ s/div

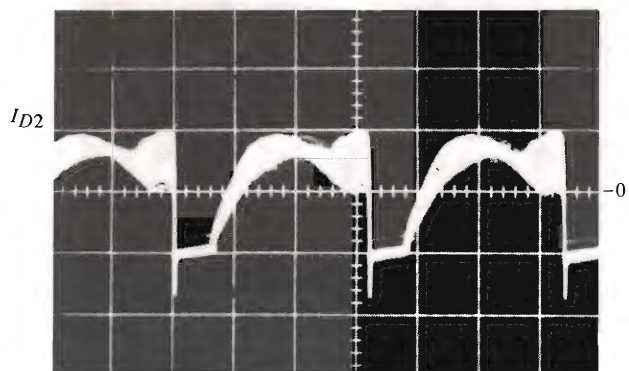
Figura 23. Algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 22.



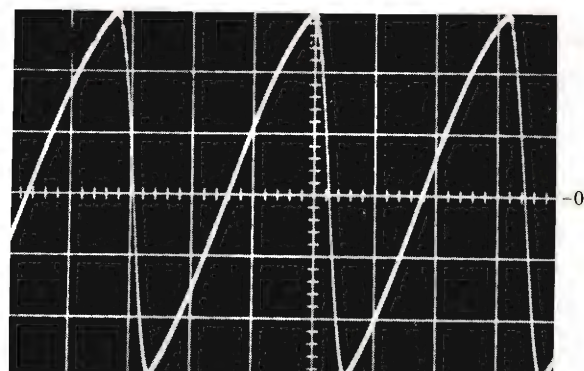
Corriente a través de AT4040/86
vert.: 1 A/div
hor.: 10 μ s/div



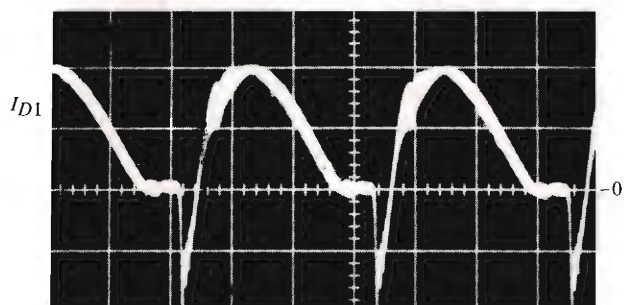
Corriente de colector en BU208
vert.: 1 A/div
hor.: 10 μ s/div



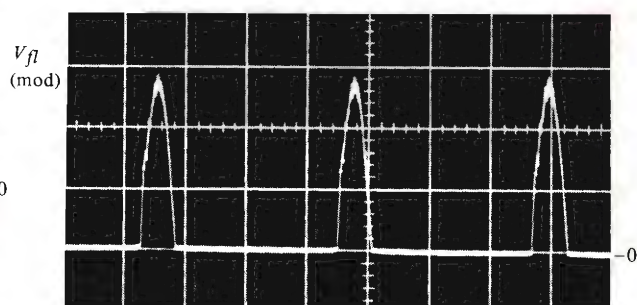
Corriente en BYX71
vert.: 1 A/div
hor.: 10 μ s/div



Corriente de desviación
vert.: 1 A/div
hor.: 10 μ s/div



Corriente en BYX55
vert.: 1 A/div
hor.: 10 μ s/div



Tensión a través de AT4040/86
vert.: 50 V/div
hor.: 10 μ s/div

APLICACIONES DE CSA70 ALIMENTADO POR EL CONVERTIDOR AISLADO DE C.C. IDC70

En este artículo se describen varios circuitos de aplicación práctica en los que se ponen de manifiesto las posibilidades de empleo del convertidor aislado de corriente continua IDC70.

El convertidor de c.c.-c.c. aislado IDC70 recientemente introducido, tiene circuitos de entradas y salidas blindados acoplados a través de un transformador blindado. Esto determina el elevado aislamiento entre entrada y salida de $10\text{ G}\Omega/1\text{ pF}$. Puesto que la entrada del convertidor opera desde 4 a 7 V (cubriendo el margen de la tensión de alimentación de DTL y TTL), y proporciona una salida estabilizada doble de +15 V y -15 V a 10 mA, el convertidor IDC70 es muy adecuado para alimentar el sensible amplificador operacional estabilizado por chopper CSA70. Por tanto, ahora un circuito analógico muy sensible puede ser empleado en combinación con circuitos digitales sin la necesidad de una alimentación adicional bien aislada para el montaje digital.

Aunque es evidente que el IDC70 puede ser empleado para alimentar otros circuitos analógicos, las aplicaciones descritas aquí se basan en la combinación del IDC70 con el CSA70. Puesto que la corriente de alimentación del CSA70 es solamente de 7 mA, quedan 3 mA para alimentar el circuito de carga. El circuito que incluye el CSA70 y el circuito de salida del IDC70 puede ser

flotante o estar conectado a un cierto nivel de tensión. De esta manera se puede obtener un excelente factor de rechazo en modo común.

La combinación puede también ser empleada para amplificar pequeñas corrientes del cuerpo humano. Puesto que una interface de elevado aislamiento se emplea entre la salida del CSA70 y un instrumento electrónico de lectura, el paciente no puede ser de ninguna manera electrocutado a través de los electrodos de medida.

Seguidor de tensión

Si un generador de tensión con una elevada impedancia interna ha de ser conectado a un circuito con una baja impedancia de entrada, generalmente se emplea un seguidor de tensión. Puesto que el CSA70 tiene una elevada impedancia de entrada, y más particularmente una corriente de polarización sumamente baja en combinación con una baja impedancia de salida, puede ser empleado ventajosamente como seguidor de tensión.

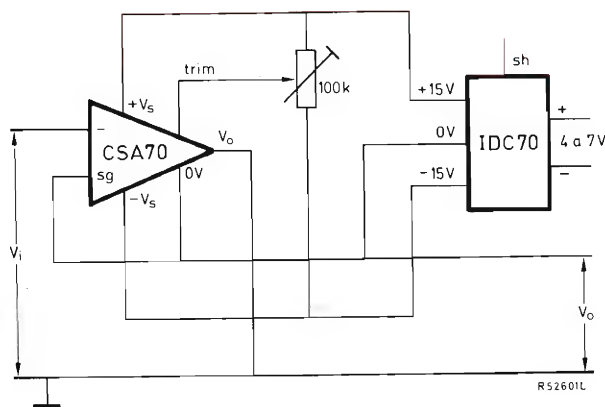


Figura 1. Seguidor de tensión.

Como el CSA70 es un amplificador inversor, el circuito difiere de aquellos circuitos seguidores que emplean una etapa de entrada diferencial.

La figura 1 muestra el esquema del circuito, cuya impedancia de entrada Z_i e impedancia de salida Z_o se dan a continuación para varias frecuencias.

f (Hz)	25	50	100	200	400
Z_i (M Ω)	350	250	200	135	110
Z_o (Ω)	<1	5	—	—	—

El circuito de la figura 1 puede ser mejorado con una compensación de la corriente de polarización como se muestra en la figura 2. La resistencia de entrada casi

infinita que se obtiene es necesaria para células de medida estándar, electroquímicas y biológicas, puesto que cualquier pequeña corriente de carga puede producir inexactitudes o polarización electrolítica.

Amplificador inversor con elevada impedancia de entrada

Generalmente la impedancia de entrada de los amplificadores inversores viene determinada por los resistores externos. No obstante, según sea la amplificación requerida, una resistencia de entrada de, por ejemplo, 1 M Ω , determina una resistencia de realimentación de unas decenas a varios centenares de megohmios, la cual es

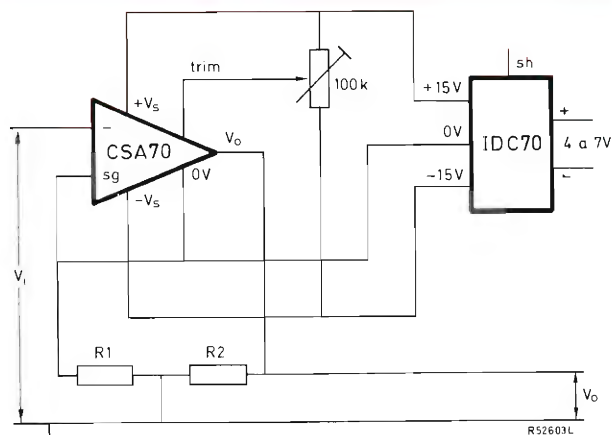


Figura 3. Amplificador inversor con alta impedancia.

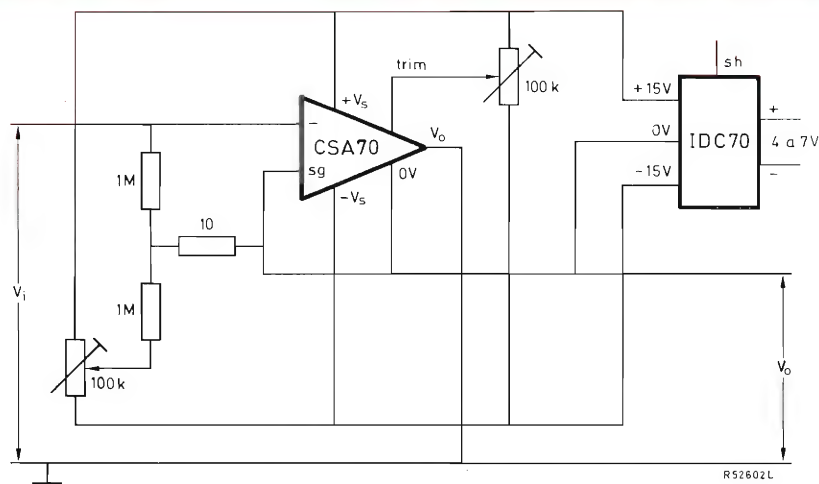


Figura 2. Seguidor de tensión con compensación de la corriente de polarización.

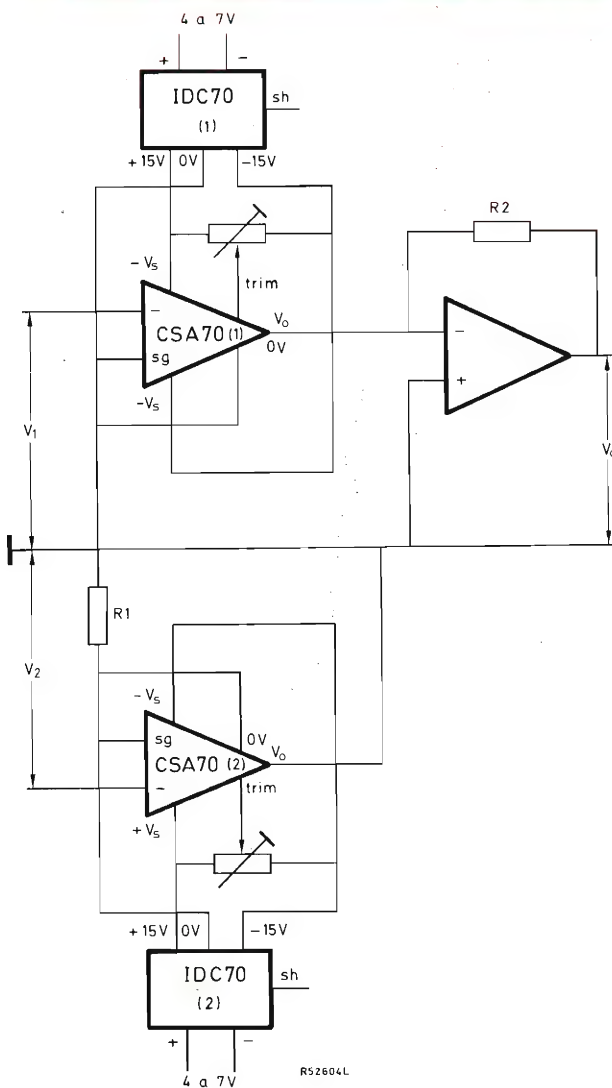


Figura 4. Amplificador de instrumentación.

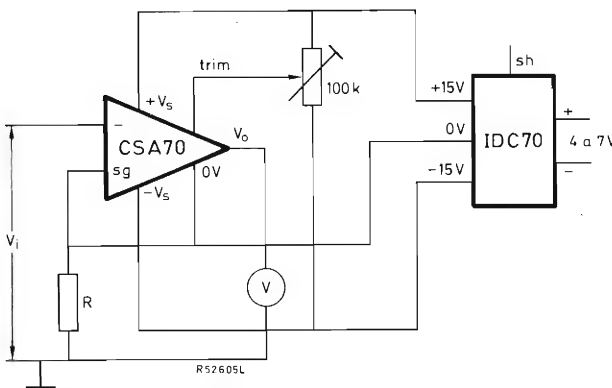


Figura 5. Amplificador de c.c. con elevada impedancia de entrada.

bastante elevada. Por otra parte, la corriente de entrada producirá una elevada tensión offset.

La figura 3 muestra un circuito en el cual la impedancia de entrada es igual a la muy elevada impedancia de entrada del CSA70. La función de transferencia viene dada por:

$$V_O = -(R_2/R_1)V_i$$

La influencia de las capacidades parásitas en paralelo puede ser reducida mediante la elección de valores bajos para R_1 y R_2 . No se debe olvidar que la corriente adicional de carga a través de R_1 y R_2 no debería exceder de 3 mA, así que:

$$R_1 + R_2 > (V_i + V_{O \text{ max}})/3 \cdot 10^{-3}$$

Amplificador de instrumentación

La figura 4 muestra un amplificador diferencial con una muy alta impedancia de entrada al que se conoce generalmente bajo el nombre de amplificador de instrumentación. Dos amplificadores CSA70 se emplean en la entrada, cada uno con su propia unidad de alimentación IDC70. El circuito de salida está formado por un amplificador operacional normal con una alimentación positiva y negativa con respecto a masa. La impedancia de entrada es de varios centenares de megohmios y, en la práctica, está solamente limitada por la resistencia de aislamiento de las unidades de alimentación flotantes de ambos amplificadores de entrada (10 GΩ/1 pF). La tensión de salida viene dada por

$$V_O = (V_1 - V_2)R_2/R_1$$

Amplificador de c.c. con alta impedancia de entrada

La figura 5 muestra un convertidor de c.c. que en realidad es un convertidor tensión-corriente. La corriente de salida del CSA70 viene dada por

$$I_O = V_i/R$$

Se obtiene un voltímetro de c.c. al medir esta corriente de salida con un instrumento de bobina móvil.

Una interesante propiedad de este circuito es el elevado valor de la impedancia de entrada que se puede hacer casi infinito mediante la compensación de la corriente de polarización que muestra la figura 2. La

tensión de salida máxima es igual a la tensión de entrada máxima disponible (despreciando la caída de tensión a través de V). Tensiones de entrada más elevadas solamente pueden ser medidas con la ayuda de un circuito divisor de tensión.

Generador de corriente de precisión

La fuente de alimentación constante IDC70 hace posible el empleo del CSA70 como generador de corriente conectado a una impedancia R_I no flotante. La figura 6 muestra el esquema del circuito en el cual la corriente a través de R_I viene determinada por V_i/R .

La suma de V_i y la caída de tensión a través de R_I no debe exceder el margen de la tensión de salida del CSA70.

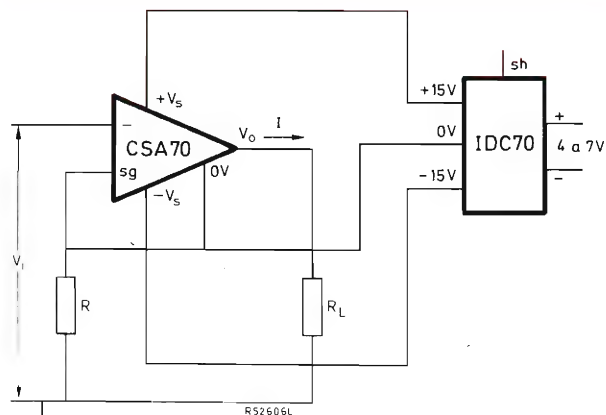


Figura 6. Generador de corriente de precisión.

ARTURO PAZ HUGUET

CIRCUITERIA BASICA EN TTL

Marcombo, S. A. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7

Un volumen de 124 páginas (17 x 24 cm). 1974



En esta obra se analizan y describen diferentes circuitos prácticos diseñados con y para la familia TTL. Los circuitos están clasificados dentro de grupos de aplicaciones similares, para permitir una rápida y cómoda localización y su aplicación al diseño del equipo digital previsto para una aplicación específica.

Para sus características técnico-prácticas esta obra resulta de **interés** para técnicos y estudiantes interesados en conocer las posibilidades de los circuitos integrados.

Para dar una idea del contenido, copiamos a continuación el título de los capítulos:

1. Introducción a la tecnología TTL
2. Circuitos de entrada
3. Circuitos de salida
4. Circuitos de puerta
5. Circuitos codificadores
6. Circuitos contadores
7. Circuitos de señal
8. Circuitos de tiempo
9. Circuitos indicadores de estados lógicos
10. Circuitos de visualización
11. Circuitos de señales múltiples
12. Circuitos de aplicación
13. Circuitos de alimentación.

C. VIVES y J. CASTILLO

REALIZACIONES ELECTRONICAS INDUSTRIALES

Colección "Electrónica Industrial Práctica"

Ediciones Cedel. Mallorca, 257. Barcelona-8

Un volumen de 224 páginas (15 x 19,5 cm). 1974



Este volumen está dedicado a las aplicaciones industriales de los componentes y circuitos electrónicos básicos. Dada la necesidad de que los equipos descritos hayan demostrado su buen funcionamiento en todas las aplicaciones requeridas, se consideran en cada caso las realizaciones industriales más acreditadas y se ha contado con la colaboración técnica de distintas marcas para la preparación del texto.

El primer capítulo está dedicado al estudio del relé electrónico Trigert, con análisis, cálculo y montaje de cada una de sus partes. En el segundo capítulo se describen aplicaciones de dicho relé: control de nivel para líquidos barrera fotoeléctrica, temporización, contaje, control de rotura de cinta sin fin, etc.

El capítulo tercero estudia los ultrasonidos, su generación y sus aplicaciones: limpieza y decapado, mecanización, control no destructivo de materiales, etc.

En el capítulo cuarto se trata del caldeo por alta frecuencia, con descripción de cada una de las partes del equipo, su funcionamiento y ejemplos de cálculo y aplicación. Dicho capítulo termina con un estudio del control electrónico de velocidad en motores de corriente continua.

AVELINO SAMARTIN

VIBRACIONES EN LA INGENIERIA CIVIL

Colegio de Ingenieros de Caminos, Canales y Puertos. Monltalbán, 3. Madrid-14

Un volumen de 212 páginas (17 x 24 cm). 1974



El presente volumen trata un tema altamente especializado, pero de gran interés en diversos campos de la ingeniería aeronáutica, industrial y naval: el de las vibraciones aleatorias. Presenta un estudio de los conceptos básicos y métodos analíticos utilizados en el cálculo no determinista de estructuras y en especial en el estudio probalístico de vibraciones.

Los numerosos ejemplos y problemas incluidos dan al libro un carácter práctico de gran interés.

Damos a continuación el título de los capítulos de que consta la obra:

1. Introducción
 2. Teoría de la probabilidad
 3. Variables aleatorias
 4. Procesos aleatorios
 5. Procesos aleatorios especiales
 6. Sistemas lineales estables. Relación excitación-respuesta
 7. Tipos de fallos estructurales
 8. Ejercicios. Enunciados y soluciones
- Apéndice. Simulación de terremotos.
Bibliografía.

EMILIO HELLIN MORO

PRIMERAS PRACTICAS DE ELECTRONICA

Ediciones CEDEL. Mallorca, 257. Barcelona-8

Un volumen de 66 páginas (17 x 24 cm). 1974



Como fruto de sus clases prácticas, el autor nos presenta en este primer tomo los principios básicos para realizar correctamente trabajos prácticos en electrónica, con numerosos ejemplos prácticos que pueden servir para adquirir en pocos días la experiencia indispensable.

Índice: Herramientas necesarias. El soldador. Técnica de la soldadura. Ejercicio primero de prácticas. Ejercicio segundo de prácticas. Símbolos utilizados en radio y televisión. Código de colores para resistencias y condensadores. Diversos tipos de resistencias y condensadores. Ejercicio tercero de prácticas. El instrumento de medidas. La elección del comprobador universal. Conservación y mantenimiento del comprobador universal. Semiconductores. Medidas de resistencia serie-paralelo. Ejercicio cuarto de prácticas. Medidas de tensiones y corrientes. El osciloscopio. Soldadura sobre circuitos impresos. Realización de circuitos impresos.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 8.- Sistema de altavoces para alta fidelidad.- Una sencilla máquina de sumar.- Diodos luminiscentes como indicadores de estado lógico en sistemas de las series 30 y 60.- Aplicaciones de radiofrecuencia de los transistores de efecto de campo en receptores de comunicación.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOC MOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Área de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 1102.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

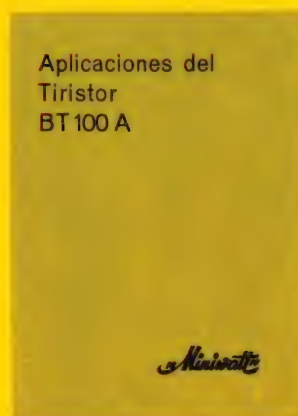
Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C.- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos.- Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.

APLICACIONES DEL TIRISTOR BT100A



Los tiristores de la serie BT100A, en cápsula de plástico, son especialmente indicados para aplicaciones de tipo doméstico y de baja potencia. Concebidos especialmente para el control de iluminación, de temperatura y de velocidad de pequeños motores, pueden ser utilizados en equipos alimentados por medio de la red a 125 y 220 voltios.

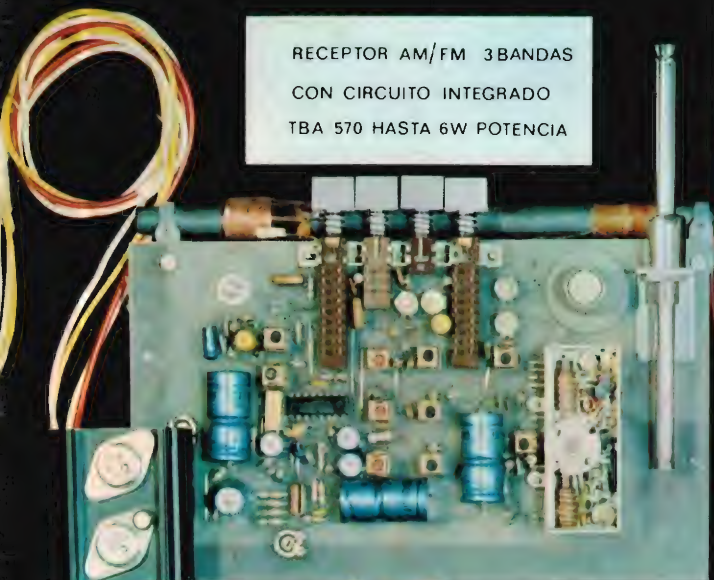
A fin de poner de manifiesto las numerosas y variadas posibilidades de estos tiristores, acabamos de publicar un manual de aplicaciones prácticas en el que se describen los siguientes dispositivos: 1. Encendido electrónico para automóvil. 2. Regulador de iluminación. 3. Control para pequeño motor. 4. Cebador electrónico para tubos fluorescentes. 5. Disparador para flash esclavo. 6. Encendedor de gas. 7. Cebador para lámpara de sodio de alta presión.

REVISTA *Miniwatts*

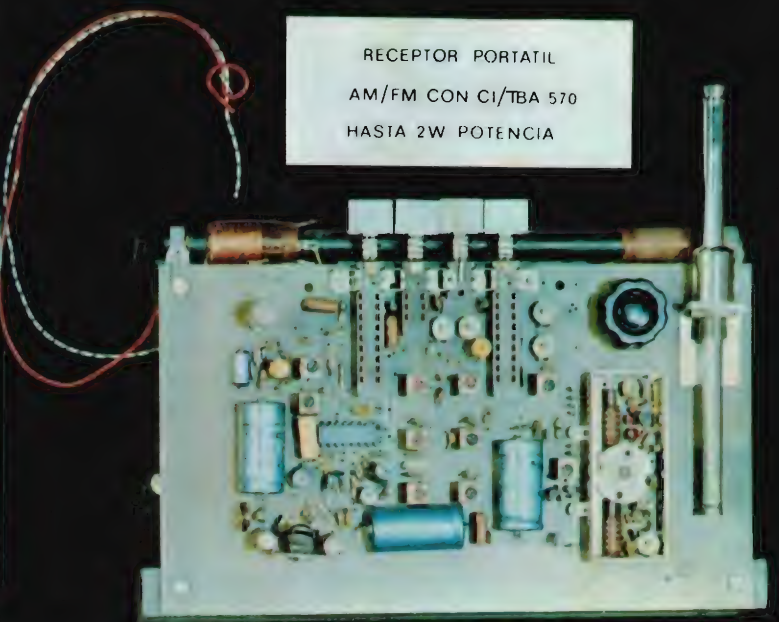
Vol. 14-Núm. 3

MARZO 1975

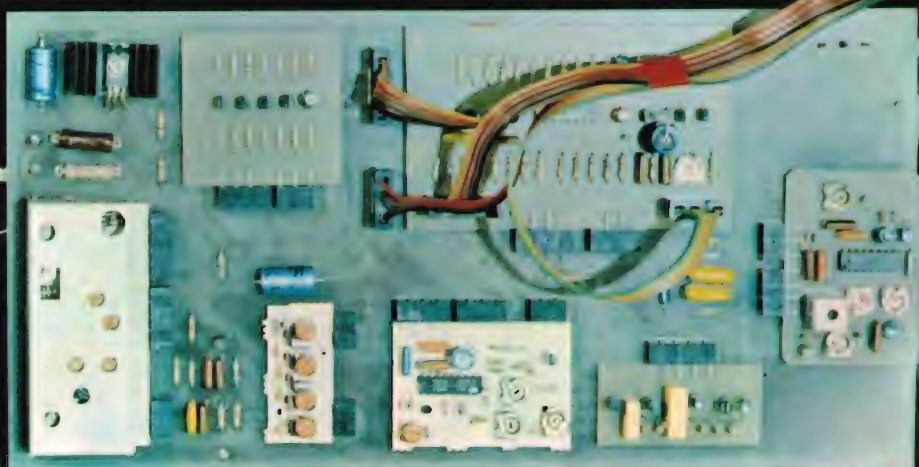
30 Ptas.



RECEPTOR AM/FM 3 BANDAS
CON CIRCUITO INTEGRADO
TBA 570 HASTA 6W POTENCIA



RECEPTOR PORTATIL
AM/FM CON CI/TBA 570
HASTA 2W POTENCIA



RECEPTOR ESTEREO HI FI TUNER CON
SINTONIZACION ELECTRONICA

- MEDIDOR DE INTENSIDAD DE CAMPO
- SINTONIA ELECTRICA AUTOMATICA
- SINTONIA MANUAL CON MEMORIA
- CONTACTO POR TACTOSELECTOR
- CONTROL REMOTO

NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del conmutador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

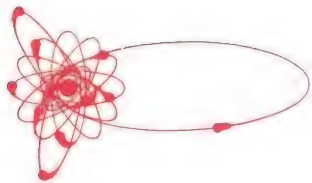
Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabricación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:

Compaginación:

Delineación:
M^º CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPañÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

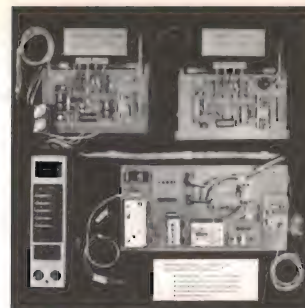
*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista *MINIWATT*
Balmes, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



ÍNDICE

MULTIESTABILIZADOR TCA750 Y DIODO DE REFERENCIA BZV38	83
DISEÑO DEL CIRCUITO DE BASE PARA TRANSISTORES DE CONMUTACION DE ALTA TENSION EN CONVERTIDORES DE ENERGIA ELECTRICA	95
LINEAS DE RETARDO ULTRASONICAS	111

Filtros RC con onda cuadrada

	paso bajo	paso alto
Frecuencia de corte	$f_c \approx \frac{1}{2\pi RC}$	$f_c \approx \frac{1}{2\pi RC}$
Constante de tiempo $T = RC = \frac{1}{f}$	$T \approx \frac{100}{4 \times f \times \text{porcentaje de ondulación}}$	$T \approx \frac{100}{4 \times f \times \text{porcentaje de pendiente}}$
Atenuación 0,5dB	 $f = 0,33f_c$	 $f = 3f_c$
Atenuación 3dB	 $f = f_c$	 $f = f_c$
Atenuación 12dB	 $f = 6f_c$	 $f = 0,33f_c$

MULTIESTABILIZADOR TCA750 Y DIODO DE REFERENCIA BZV38

El circuito integrado monolítico TCA750 comprende tres estabilizadores de tensión, un circuito adaptador de CAF para sintonía por diodo de capacidad variable y un conmutador automático de CAF. Los tres estabilizadores de tensión toman su tensión de referencia a partir de un diodo compensado en temperatura tipo BZV38. Las tensiones de salida de los tres estabilizadores son ajustables dentro de unos márgenes establecidos.

INTRODUCCION

La tendencia actual en el diseño de receptores de radio y de televisión alimentados por la red es la de incorporar la sintonización por diodo de capacidad variable (VCD = Variable Capacitance Diode) en las etapas de R.F. y efectuar la selección de emisoras mediante potenciómetros preajustados e interruptores de pulsador o teclas.

Sin embargo, al utilizar este método de sintonización, la deriva de la frecuencia preseleccionada sólo se puede evitar si la tensión de sintonización permanece muy estable durante fluctuaciones de la temperatura ambiente y de la tensión de entrada. Las siguientes especificaciones resumidas son típicas para un estabilizador de tensión de sintonización que se utilice en receptores de modulación de frecuencia y en televisores, pero es difícil conseguir las económicamente, especialmente por lo que se refiere a la estabilidad requerida temperatura/tensión de salida si se emplean semiconductores discretos.

Estabilidad de la tensión de salida: mayor que 0,4% a 30 V (dentro del margen de tensión de entrada especificada = de 36 V a 54 V y $T_{amb} = 100^{\circ}\text{C}$ a 60°C)

Corriente de salida: hasta 5 mA

Tiempo de estabilización: < 1 s.

Además de las condiciones antes mencionadas, es ventajoso poder superponer control automático de frecuencia (C.A.F.) a la tensión de sintonización de manera que el control automático de frecuencia sea proporcional a la tensión de sintonización para que el factor de corrección permanezca constante a lo largo de todo el margen de tensión de sintonización.

El nuevo circuito integrado monolítico TCA750 utilizado junto con el nuevo diodo de tensión de referencia BZV38, ofrece una solución completa a estos problemas; resuelve con creces todos los requisitos anteriormente mencionados e incluye los siguientes aspectos adicionales de interés:

- Elección de factores de amplificación del control automático de frecuencia de hasta 5 y oscilación de la tensión de C.A.F. hasta 2,2 V.
- Un conmutador electrónico que, al ser utilizado, desconecta la señal superpuesta de C.A.F. al cambiar de emisora. Este dispositivo evita la posibilidad de que el oscilador local del receptor quede fijado a la frecuencia de una emisora no deseada que esté cerca de la frecuencia de la emisora que se ha seleccionado. Alternativamente, el interruptor de C.A.F. electrónico puede hacerse funcionar automáticamente mediante

un nivel de tensión derivado de los circuitos sintonizados de frecuencia intermedia del receptor para realizar control electrónico de sintonización (C.E.S.).

- Se puede retardar la conmutación del control automático de frecuencia hasta 2 segundos después del disparo del interruptor electrónico con un impulso positivo o negativo. El retardo está determinado por un condensador conectado externamente.
- Un segundo circuito estabilizador de tensión con una constante de tiempo de conexión ajustable externamente. Si se utiliza este circuito para alimentar la unidad de entrada del receptor (excluido el oscilador local) y/o las primeras etapas de audiofrecuencia, también puede ser empleado para silenciar el receptor y desconectar el control automático de frecuencia mientras se cambian las estaciones; esto elimina el ruido entre emisoras y evita la posibilidad de que el oscilador local del receptor quede fijado a la frecuencia de una emisora no deseada que esté próxima a la emisora que se selecciona.
- Un tercer circuito estabilizador de tensión que puede ser utilizado para alimentar distintas etapas del receptor y una lámpara indicadora de estéreo.
- Las tres salidas estabilizadas están protegidas contra cortocircuitos y pueden ajustarse individualmente seleccionando los valores de dos resistores de drenaje para cada estabilizador.
- Se puede aumentar la corriente disponible de cualquiera de los estabilizadores, y disminuir la impedancia de salida, utilizando la salida para excitar un transistor de potencia. El transistor se incluye automáticamente en la red de control del estabilizador y, por consiguiente, no perjudicará la estabilidad general del circuito.
- El valor del condensador de filtro del C.A.F. es lo suficientemente pequeño como para no tener que utilizar un condensador electrolítico, eliminando así problemas de fugas.

En la figura 1 se muestra un montaje típico del TCA750 y BZV38 junto con sus componentes discretos asociados.

DESCRIPCION DEL SISTEMA DE CONTROL

Básicamente, el circuito integrado TCA750 consta de tres circuitos de estabilización de tensión, un circuito de

acoplamiento de C.A.F. y un conmutador de C.A.F. Los tres estabilizadores de tensión se designan como estabilizador 1, estabilizador 2 y estabilizador 3; todos derivan su tensión de referencia de un mismo diodo de referencia de tensión de temperatura compensada tipo BZV38.

Fuente de la tensión de referencia

El logro de la adecuada estabilidad de la temperatura y un tiempo de estabilización corto presenta grandes dificultades si se diseña un estabilizador de tensión como semiconductores discretos. Sin embargo, puesto que las características de un circuito monolítico cuidadosamente diseñado, tal como el TCA750, son independientes de las fluctuaciones de la temperatura ambiente, la dependencia de temperatura y el tiempo de estabilización de la tensión de salida de circuitos en los que se utilizan estos dispositivos dependen solamente de las características de la tensión de referencia. En el circuito que se muestra en la figura 2, la tensión de referencia se obtiene de un diodo de referencia BZV38.

Hay que tener en cuenta que para una buena estabilidad de temperatura ambiente/tensión de salida estabilizada, la corriente en el diodo tiene que ser de 7,5 mA $\pm 2\%$, estando dicha corriente determinada por el valor de R_V y el nivel de la tensión de salida del estabilizador 1. La tensión de salida del estabilizador 1 ha de ser ajustada

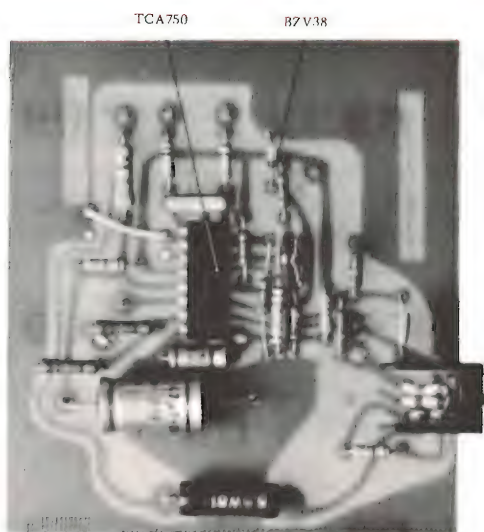


Figura 1. Ejemplo de multiestabilizador que utiliza TCA750 y BZV38.

a un nivel que asegure la correcta corriente a través de RV mediante un procedimiento que se explicará más adelante con detalle.

Las características de diodo BZV38 para $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ son las siguientes:

	Símbolo	Valor	Unidad
Tensión nominal de referencia	V_{ref}	6,4	V
Tolerancia de la tensión de referencia		± 5	%
Tiempo de estabilización (nota 1)		< 1	s
Resistencia diferencial (nota 2) R_z		20	Ω
Cambio de V_{ref} debido a variación de temperatura ambiente de 10°C a 60°C ΔV_{ref} (nota 3)		< 20	mV
Tensión de ruido pico a pico (nota 4)		20	μV

Nota 1: El tiempo de estabilización es el tiempo necesario para que la tensión de referencia aumente hasta unos 3 mV del valor final.

Nota 2: Se ha medido superponiendo una corriente alterna a la corriente específica de trabajo, siendo el valor

eficaz de la c.a. el 10% de la corriente específica de trabajo.

Nota 3: El máximo cambio absoluto de tensión del diodo que se observe en todo el margen de temperatura para una corriente del diodo constante en el margen de $7,5\text{ mA} \pm 2\%$.

Nota 4: Para un ancho de banda de 0,1 Hz a 15 kHz y con $I_Z = 7,5\text{ mA}$

Circuito de tensión de entrada

Con referencia a la figura 3, el resistor RS y el condensador CS son los componentes del filtro de la tensión de alimentación; el resistor RD limita la disipación del circuito integrado.

Estabilizador 1

Circuito estabilizador. La gama de las tensiones de salida (V_{o1}) que se pueden obtener de este estabilizador para varios niveles nominales de tensión de entrada (V_{in}) puede verse en la figura 4. El nivel de tensión de salida requerido se ajusta mediante la selección de un valor adecuado de los resistores de drenaje RA_1 y RB_1 y co-

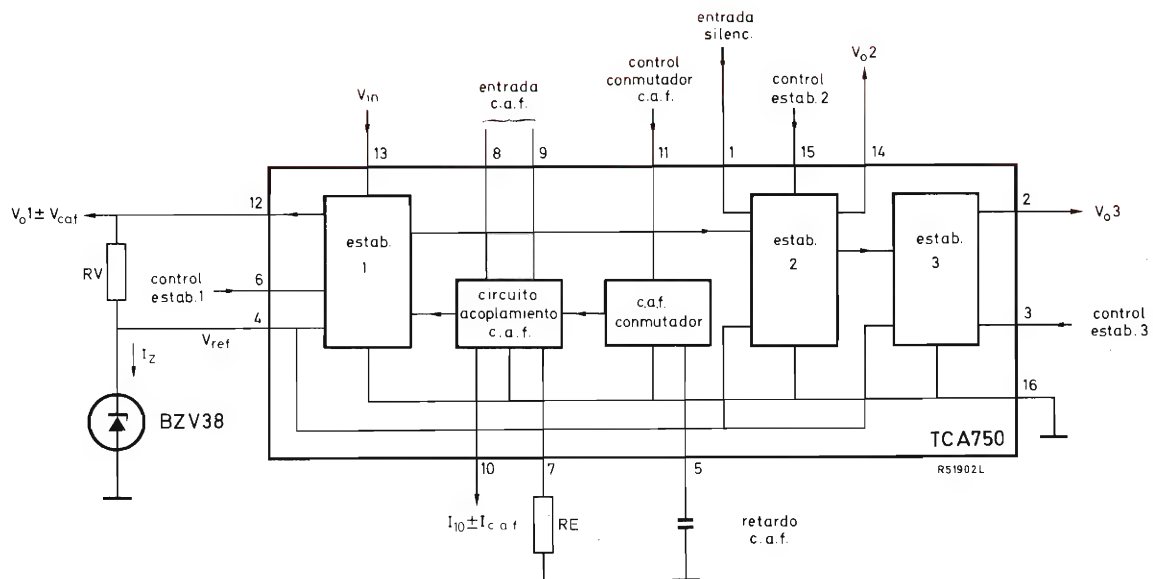


Figura 2. Diagrama de bloques del multiestabilizador.

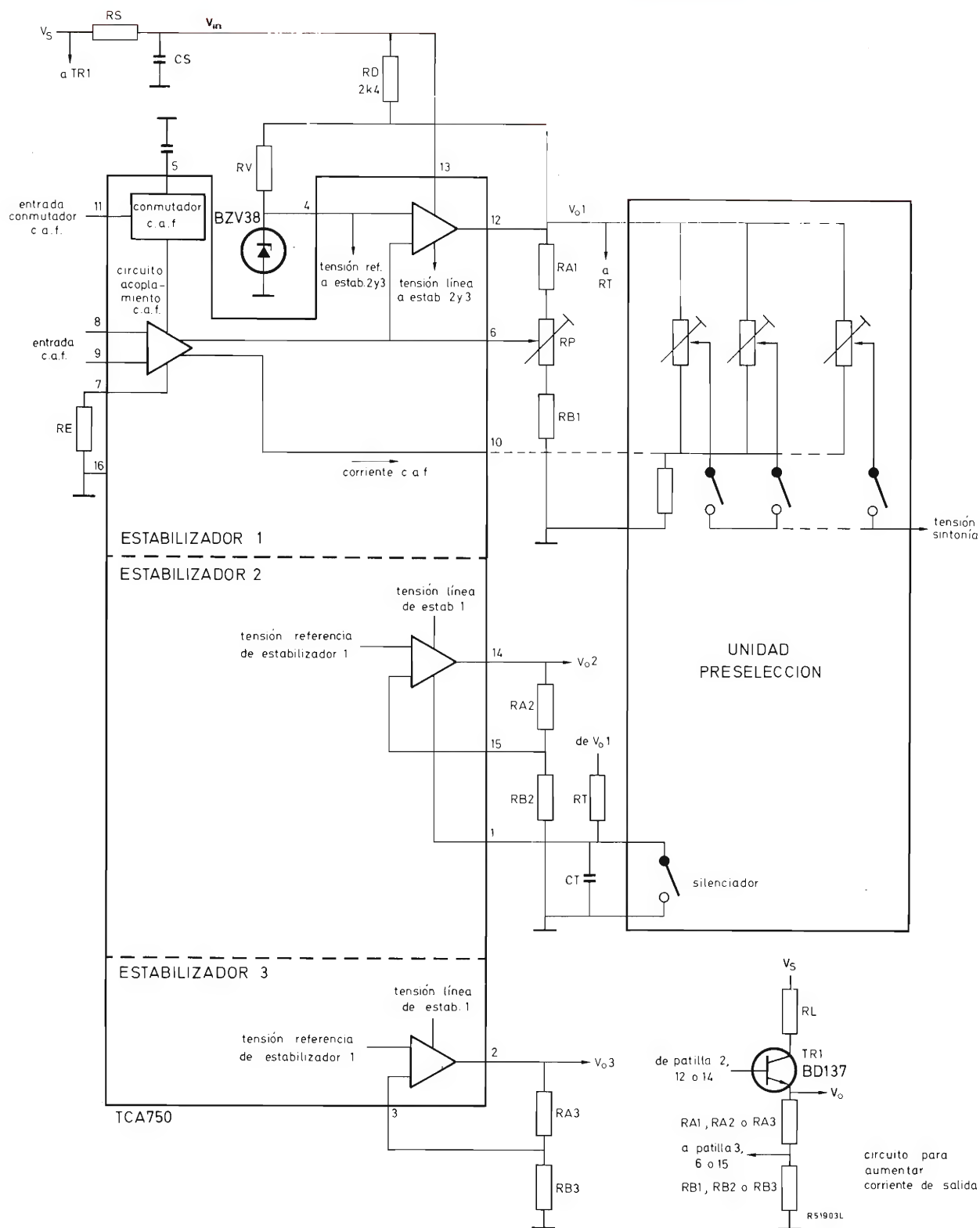


Figura 3. Interconexiones del multiestabilizador.

rrientes de hasta 12,5 mA (además de la corriente de drenaje) se pueden obtener de esta salida. La corriente de diodo de referencia de 7,5 mA se puede obtener de este estabilizador o del estabilizador 3 por medio de un transistor de salida de potencia. Si la corriente del diodo de referencia se obtiene del estabilizador 1, la máxima corriente disponible se reduce a $12,5 - 7,5 = 5$ mA.

V_{O1} no variará en más de 0,4% de su valor nominal, incluso cuando el circuito trabaja a una temperatura ambiente que varía dentro del margen de 10°C a 60°C y la tensión de entrada en la patilla 13 varía dentro de los límites indicados en la figura 4.

Circuito de acoplamiento C.A.F. Sabido es que en receptores de frecuencia modulada con sintonía electrónica, se puede obtener un factor de corrección de C.A.F. que permanezca casi constante en todo el margen de tensión de sintonización, superponiendo la tensión de C.A.F. a la de sintonización. En los receptores de televisión, en donde la tensión de sintonización es con frecuencia menor que 1 V, puede ser igualmente necesario

conectar la tensión de C.A.F. en serie con los extremos inferiores de los potenciómetros de sintonización para asegurar un factor de corrección constante en todo el margen de tensión de sintonización. Ambos métodos se pueden utilizar con el TCA750. El diagrama de bloques del circuito de acoplamiento de C.A.F. puede verse en la figura 3.

El circuito genera una corriente de umbral en la patilla 10 del circuito integrado que se ajusta mediante el valor del resistor RE y sobre la cual se superpone la variación de la corriente de C.A.F. (variación máx = $I_{10} \times 2 = 3$ mA máx.). En la figura 5 se muestra la variación de I_{10} en función de los valores de RE y también la pendiente de C.A.F. ($s = \Delta I_{c.a.f.}/V_{c.a.f.}$ (entrada)). La variación de la tensión de C.A.F. (2,2 V máx.) superpuesta a V_{O1} está determinada por el factor de amplificación $\mu = V_{c.a.f.}$ (salida)/ $V_{c.a.f.}$ (entrada) = 5 máx. del circuito de acoplamiento de C.A.F. y el valor de RA_1 .

Circuito conmutador de C.A.F. El TCA750 incorpora igualmente un conmutador electrónico cuyo objeto es facilitar la desconexión del C.A.F. superpuesto mientras

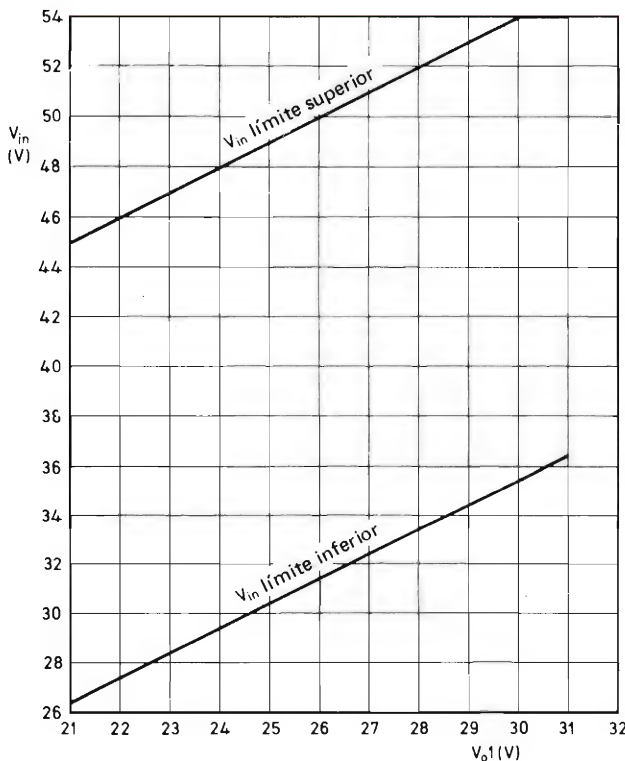


Figura 4. Margen de valores de V_{O1} .

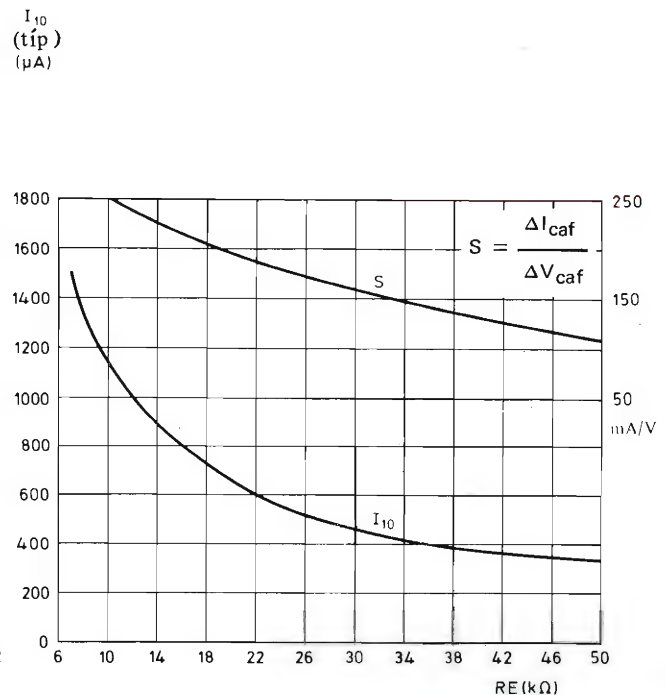


Figura 5. Determinación de I_{10} a partir de R.E.

se aplica una corriente positiva o negativa a la patilla 11 del circuito integrado. Esta operación, que puede ser iniciada mediante un interruptor manual o un control por tacto, se utiliza cuando se pasa la sintonía de una emisora a otra, para evitar la posibilidad de que el oscilador local del receptor quede fijado a la frecuencia de una emisora no deseada que se encuentre próxima a la frecuencia de la emisora que se ha seleccionado. Alternativamente, este interruptor puede funcionar mediante una señal de los circuitos de frecuencia intermedia del receptor para efectuar el control electrónico de sintonía mediante la limitación de la banda de retención, y captación del C.A.F.; el nivel de la señal utilizado para operar el conmutador debe ser proporcional a la frecuencia incluso después del comienzo de la limitación en el amplificador de frecuencia intermedia durante la recepción de señales fuertes.

La acción del interruptor electrónico se puede retardar hasta 2 segundos después de su puesta en funcionamiento mediante la conexión de un condensador (C_{T2}) entre las patillas 5 y 16 del circuito integrado.

El tiempo de retardo viene dado por:

$$T_d \text{ c. a. f.} \approx k \times C_{T2} \times R_E.$$

$k = 9$ es una constante determinada por las características del TCA750.

Estabilizador 2

Este estabilizador deriva su tensión de línea desde el estabilizador 1 y su tensión de referencia del diodo de referencia de tensión a través de una conexión interna del circuito integrado. La tensión de salida estabilizada se puede ajustar a cualquiera de los niveles indicados en la figura 6, y suministrará corrientes de hasta 5,5 mA. El nivel de salida se fija seleccionando un valor adecuado de los resistores de drenaje RA_2 y RB_2 . Como este estabilizador se utiliza solamente para alimentar al sintonizador (excluido el oscilador local) y a las primeras etapas de audiofrecuencia del receptor, se puede desconectar para eliminar el ruido durante la conmutación de

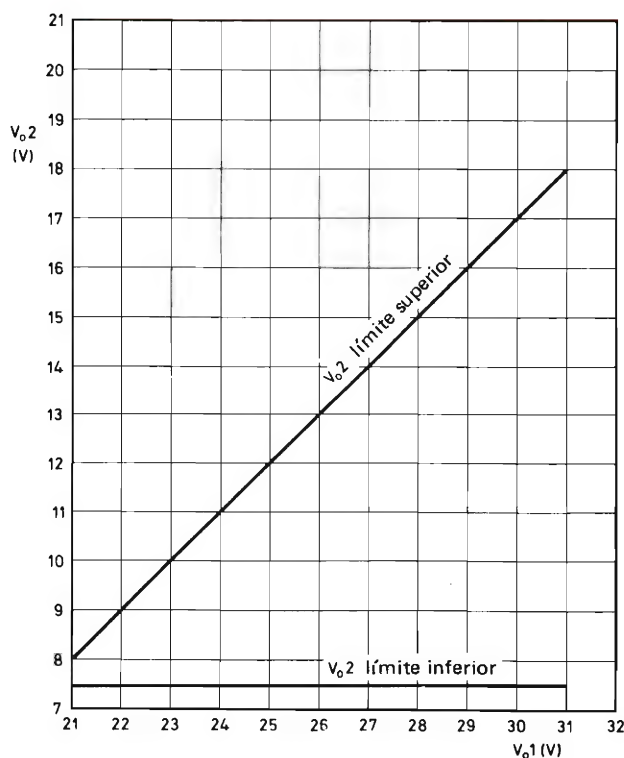


Figura 6. Margen de valores de V_{O2} .

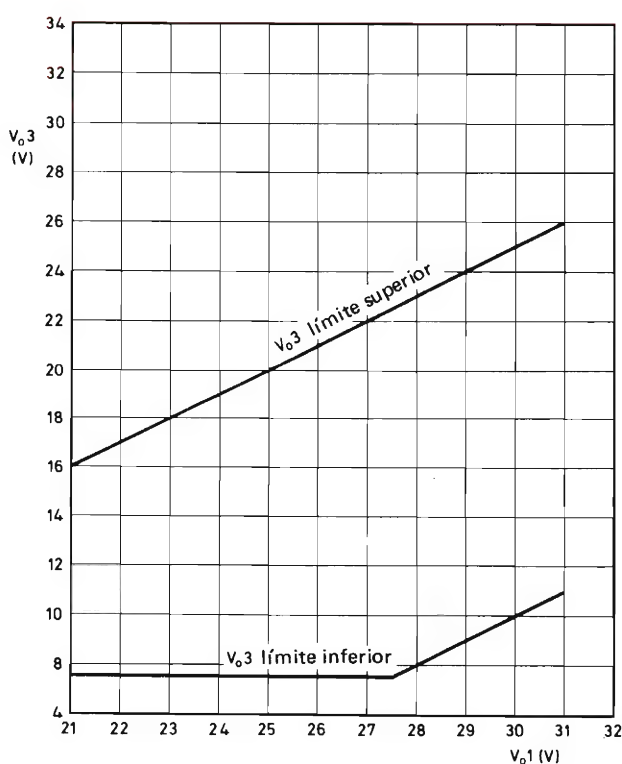


Figura 7. Margen de valores de V_{O3} .

emisora y evitar la posibilidad de que el oscilador local se fije a una emisora no deseada cuya frecuencia esté próxima a la estación que se ha seleccionado. La salida del estabilizador permanece desconectada mientras la patilla 1 del circuito integrado está conectada a la patilla 16 (retorno común). El estabilizador se pone en circuito conectando una tensión continua positiva cuyo valor esté entre 0,8 V y 1 V (por ejemplo, de la salida del estabilizador 1) entre las patillas 1 y 16 del circuito integrado; el tiempo de conexión se puede retardar seleccionando una adecuada constante de tiempo con un resistor RT y un condensador $CT1$.

Estabilizador 3

Este estabilizador también deriva su tensión de línea del estabilizador 1 y su tensión de referencia del diodo de referencia a través de una conexión interna del circuito integrado. La tensión de salida estabilizada se puede ajustar a cualquiera de los niveles indicados en la

nivel de salida se ajusta seleccionando un valor adecuado figura 7 y suministrará corrientes de hasta 5,5 mA. El para los resistores de drenaje RA_3 y RB_3 . A diferencia del estabilizador 2, la salida de este estabilizador no se puede conmutar ni retardar y por lo tanto es muy adecuado para alimentar el resto del receptor. Si fuera necesario, la capacidad de la corriente de salida se puede aumentar mediante la adición de un transistor de potencia, como se ve en la figura 9. Cuando se utiliza dicha configuración, es ventajoso utilizar V_{O3} para suministrar la corriente del diodo de referencia y aumentar de esta manera la corriente disponible en la salida del estabilizador 1.

ESPECIFICACION DEL FUNCIONAMIENTO

La siguiente especificación se refiere a una aplicación típica con el TCA750 y el BZV38 conectados según el circuito de la figura 3. Se suponen las siguientes condiciones (referidas a la figura 8).

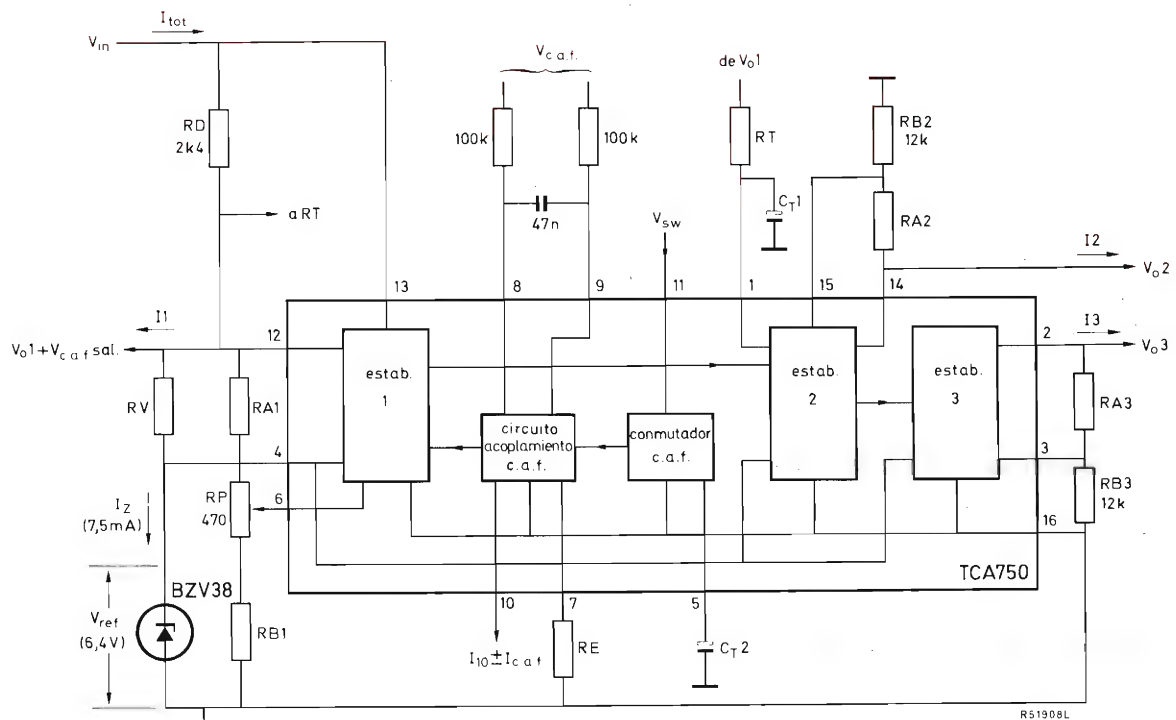


Figura 8. Esquema de una aplicación típica del TCA750 en un receptor de FM.

Temperatura ambiente (a menos que se indique otra cosa)	T_{amb}	25	°C
Corriente del diodo regulador de tensión	I_Z	7,5	mA
Disipación máxima de potencia*	$P_{tot \max}$	1,25	W

Valores de los componentes: los indicados en la figura 9.

*Se reduce a 900 mW para $T_{amb} = 60^\circ\text{C}$.

Alimentación		Nota	Mín.	Tip.	Máx.	
Tensión de entrada	V_{in}	1	26,5	—	54	V
Corriente de entrada	I_{tot}	2	—	—	31	mA
Características de salida						
Resistencia de salida de c.c. (todos los estabilizadores)	R_{out}	—	—	1	—	Ω
Duración permitida del corto-circuito salida	t_{short}	—	—	—	—	—
Estabilizador 1		—	continuo	—	—	—
Estabilizadores 2 ó 3		—	—	—	10	s
Estabilizador 1						
Tensión de salida	V_{O1}	3	21	—	31	V
Corriente de salida	I_1	4,5	0	—	5	mA
Tiempo de estabilización	t_{stab}	6	—	—	1	s
Coefficiente de temperatura de tensión salida	$\Delta V_{O1}/\Delta T$	7,8	—	40	—	ppm/°C
Regulación de línea	$\Delta V_{O1}/\Delta V_{in}$	8	33	—	—	ppm/V
Circuito de acoplamiento de C. A.F						
Tensión entrada C.A.F. (variación 1/2 $V_{ca.f.}$)	$V_{afc \text{ in}}$	—	—	—	6	V
Tensión salida C.A.F. (variación de limitación 1/2 $V_{ca.f.}$)	$V_{afc \text{ lim}}$	15	—	—	1,1	V
Umbral de corriente de salida de C.A.F.	I_{10}	—	—	—	1,5	mA
Variación de la corriente de salida de C.A.F.	$I_{afc \text{ lim}}$	—	—	—	3,0	mA
Retardo de C.A.F.	$T_d \text{ afc}$	—	—	2	—	sec
Factor de amplificación	μ	—	—	—	5	—
Pendiente ($\Delta I_{ca.f.}/\Delta V_{ca.f.}$ entrada) de C.A.F.	S	14	—	250	—	mA/V
Tensión de modo común	V_{com}	9	5	—	15	V
Cambio de V_{O1} debido a la conexión de C.A.F.	$\Delta V_{O1}/afc$	—	—	—	25	mV
Conmutador de C.A.F. operado por interruptor manual						
Corriente entrada positiva (C.A.F. fuera servicio)	$+I_{11}$	—	0,004	—	3	mA
Corriente entrada negativa (C.A.F. fuera servicio)	$-I_{11}$	—	0,8	—	3	mA
Conmutador de C.A.F. operando por impulso						
Corriente de pico del impulso de disparo positivo	$+I_{11 \text{ pulse}}$	13	—	—	—	—
Ancho del impulso = 10 μs		—	800	—	3000	μA
100 μs		—	80	—	3000	μA
1 ms		—	8	—	3000	μA
10 ms		—	4	—	3000	μA
Corriente de pico del impulso de disparo negativo	$-I_{11 \text{ pulse}}$	—	0,8	—	3	mA
Ancho del impulso de disparo negativo		—	10	—	—	μs

Estabilizador 2

Tensión de salida	V_{O2}	10	7,5	—	18	V
Corriente de salida	I_2	5	0	—	5,5	mA
Coeficiente de temperatura de tensión salida	$\Delta V_{O2}/\Delta T$	7,8	—	45	—	ppm/°C
Tiempo de retardo de conexión	$t_{d\ on}$	11	0	—	6	s
Tensión de conmutación	V_{sw}	—	0,8	—	1	V

Estabilizador 3

Tensión de salida	V_{O3}	12	7,5	—	26	V
Corriente de salida	I_3	5	0	—	5,5	mA
Coeficiente de temperatura de tensión salida	$\Delta V_{O3}/\Delta T$	7,8	—	45	—	ppm/°C

Notas:

1. El margen V_{in} depende del valor de V_{O1} (véase fig. 4).
2. Para $I_1 = 5\text{ mA}$, $I_2 = I_3 = 5,5\text{ mA}$, $I_{10} = 0$.
3. Ajustable por medio de RA_1 , $RB1$ y RP .
4. Si se necesita más corriente de la salida del estabilizador 1, la alimentación del diodo de referencia puede obtenerse del emisor de un transistor de potencia conectado a la salida del estabilizador 3 (véase fig. 9). En este caso, la corriente disponible del estabilizador 1 aumenta a 12,5 mA.
5. Para $T_{amb} = 60^\circ\text{C}$ máx. con todos los estabilizadores a corrientes nominales.
6. Con V_{O1} dentro de 0,05% de su valor fijo.
7. Coeficiente de temperatura para T_{amb} de 10°C a 60°C con V_{in} constante y empleando resistores de película metálica con un coeficiente de temperatura de $\leq 50\text{ p.p.m./}^\circ\text{C}$.
8. Con todas las corrientes de salida del estabilizador constantes y dentro de los límites especificados.
9. Tensión de modo común = tensión entre patillas 8 y 16, y 9 y 16 del circuito integrado.
10. V_{O2} depende del valor de V_{O1} (véase fig. 6).
11. Ajustable por medio de RT y CT_1 . El tiempo de retardo está limitado por la corriente de fugas de CT_1 .
12. V_{O3} depende del valor de V_{O1} (véase fig. 7).
13. El tiempo de retardo después del disparo depende del valor de CT_2 .
14. Con $RE = 10\text{ k}\Omega$ y $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.
15. $V_{c.a.f.}$ salida para $V_{c.a.f.}$ después de limitación.

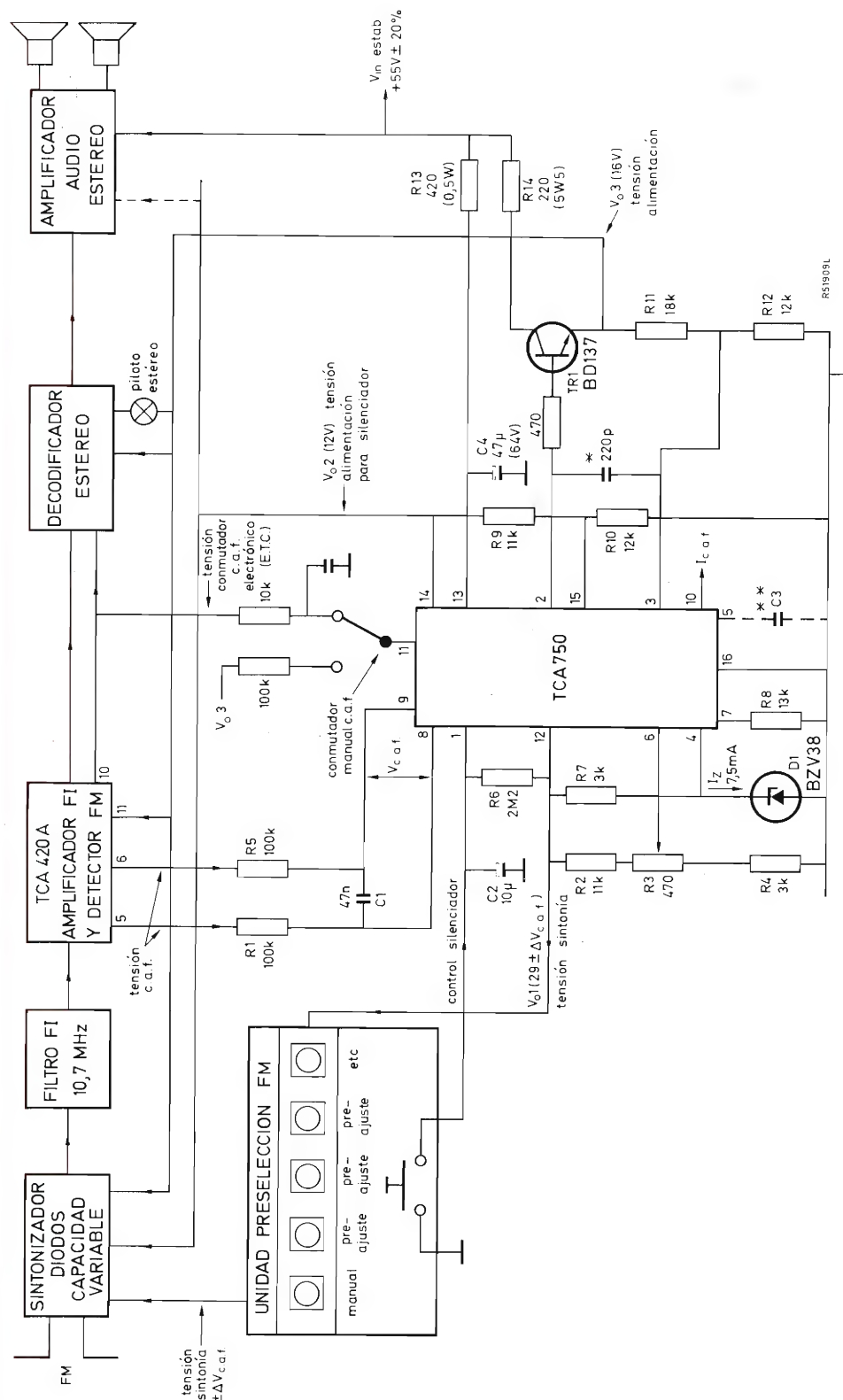


Figura 9. Componentes periféricos del multiestabilizador.

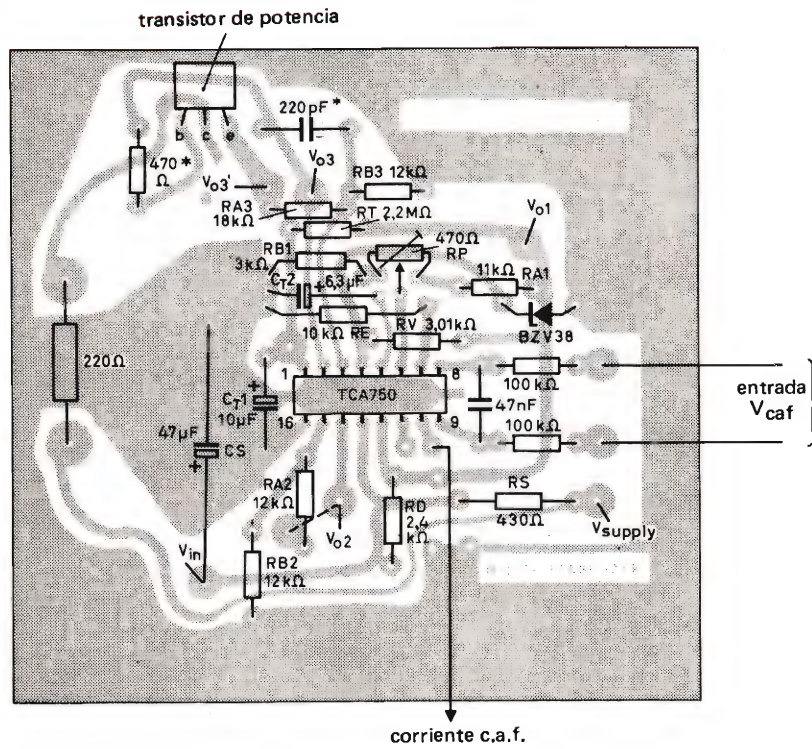


Figura 10. Placa de circuito impreso con los componentes (lado del cobre).

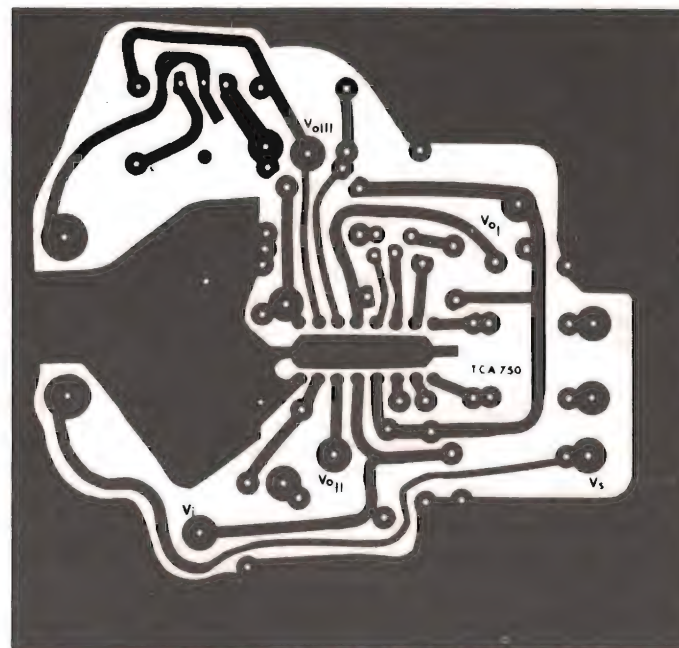


Figura 11. Placa de circuito impreso (lado del cobre).

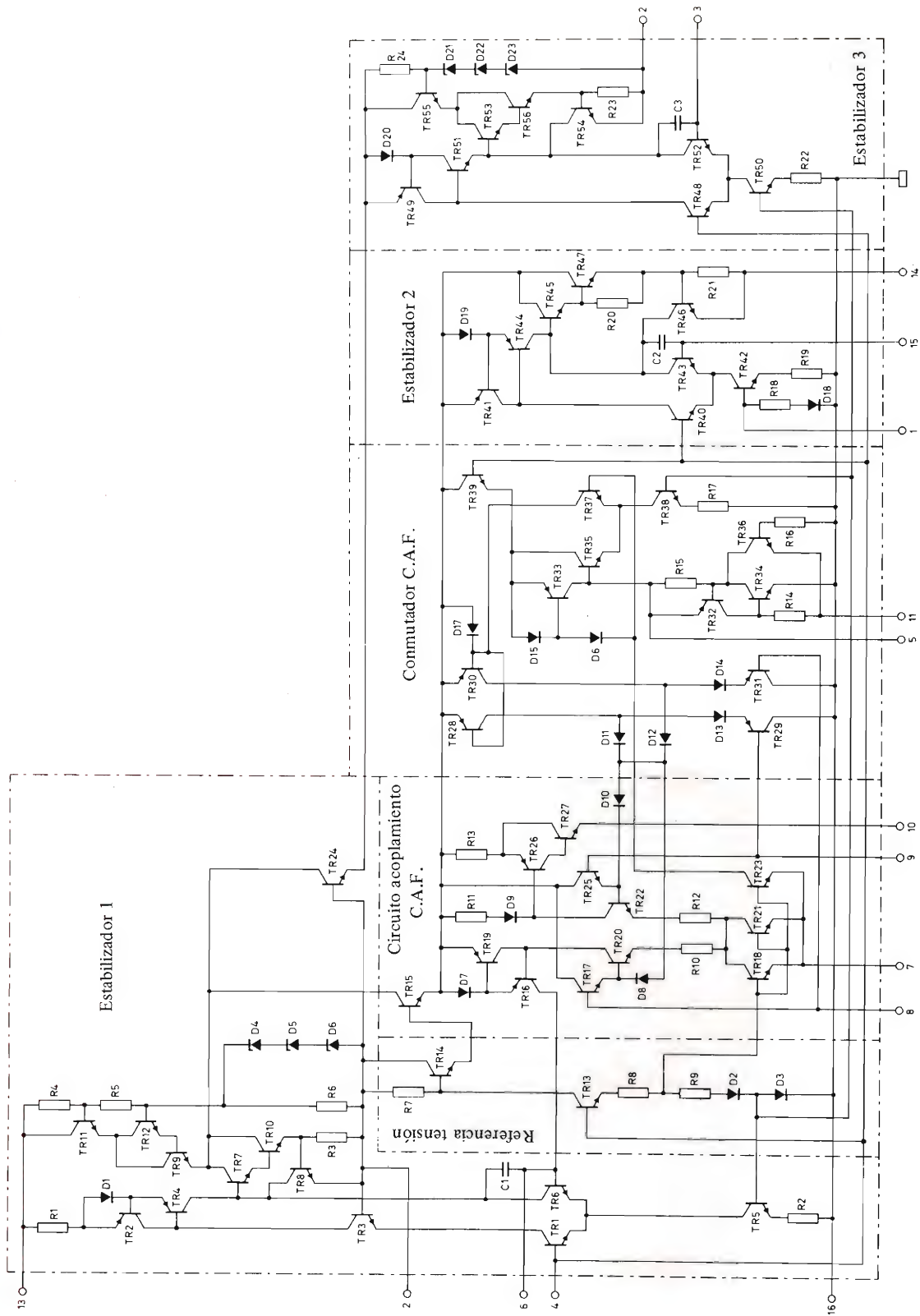


Figura 12. Esquema del circuito integrado TCA750.

DISEÑO DEL CIRCUITO DE BASE PARA TRANSISTORES DE CONMUTACION DE ALTA TENSION EN CONVERTIDORES

Los principios de diseño del circuito de base para transistores de conmutación de alta tensión en circuitos convertidores se han desarrollado partiendo de la investigación del comportamiento del circuito de los aparatos y apoyado por el examen de su construcción física.

La disponibilidad de transistores de conmutación de alta tensión, ha dado lugar a un interés creciente por el diseño de convertidores para circuitos de alimentación. Debido a que la tensión de ruptura de estos transistores es elevada (más de 750 ó 800 V), resultan adecuados para la operación directa a partir de una alimentación de red rectificada de 220 V ó 240 V. Además, sus propiedades de rápida conmutación permiten que el convertidor trabaje con frecuencias mucho mayores que las audibles.

El diseño de circuitos convertidores que utilicen transistores de conmutación de alta tensión precisa de un cuidadoso enfoque, debido a las diferencias en la construcción de estos transistores, y su comportamiento en circuitos prácticos, en comparación con sus análogos de baja tensión. En este artículo se desarrollan métodos de diseño de un circuito de base para convertidores transistorizados y circuitos similares, partiendo de la consideración de la construcción y el inherente funcionamiento del circuito de los transistores de conmutación de alta tensión.

Conmutación

La figura 1 muestra un período completo de la tensión del colector y formas de onda de corriente para

un transistor de salida del convertidor. Se indican los intervalos de cebado y descebado. El funcionamiento transitorio del transistor durante estos dos intervalos, y

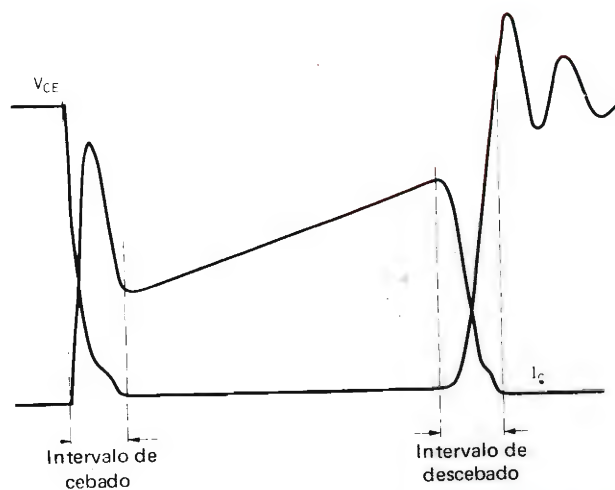


Figura 1. Tensión colector-emisor y formas de onda de la corriente de colector durante el período de conducción de un transistor de salida.

la forma en que es influenciado por la excitación de base del transistor, serán examinados a continuación.

Cebado

En la figura 2a se muestran las formas de onda de tensión y de corriente en el colector y en la base de un transistor convertidor durante el intervalo de cebado. Estas formas de onda se encuentran en un circuito convertidor en el que se descarga una capacidad (parásita) por un impulso de corriente de colector en el cebado del transistor. El impulso de corriente debido a la descarga puede considerarse como superpuesto a la forma de onda trapezoidal de corriente del funcionamiento del convertidor básico.

Un impulso positivo de corriente de base I_B ceba el transistor. La tensión colector-emisor V_{CE} empieza a disminuir rápidamente y la corriente de colector I_C

empieza a aumentar. Transcurrido un cierto tiempo, el aumento de V_{CE} se reduce considerablemente, y V_{CE} permanece relativamente elevada debido a la gran corriente de colector producida por la descarga del condensador. Así, la disipación transitoria de cebado (que se indica por una línea de trazos) alcanza un valor elevado.

La corriente del colector disminuye después a un mínimo antes de asumir la forma de onda trapezoidal normal y hay de nuevo una rápida disminución de V_{CE} , que alcanza el valor de saturación definido por la corriente del colector y la corriente de base del transistor en cuestión.

La figura 2b representa una situación similar pero para aumento más rápido de la corriente de base. La rápida disminución inicial en V_{CE} se mantiene hasta llegar a un valor más bajo, y puede verse que los valores de pico y medio de la disipación de cebado son menores que los de la figura 2a.

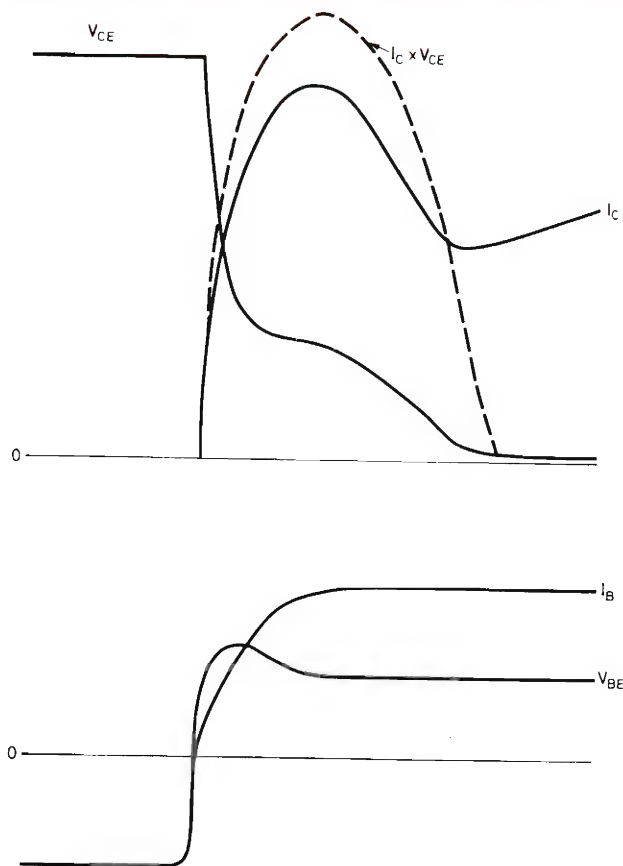


Figura 2a. Formas de onda de cebado de un circuito convertidor práctico.

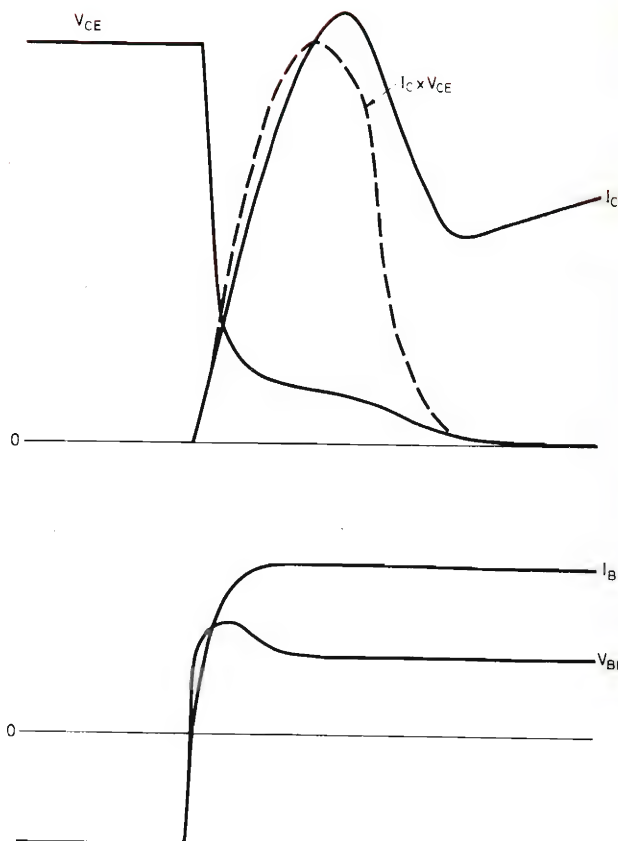


Figura 2b. Formas de onda de cebado: impulso de corriente de base de rápido aumento.

La figura 2c muestra el efecto sobre el cebado del transistor de un impulso de corriente de base de muy rápido ascenso que inicialmente sobrepase el valor final. La tensión colector-emisor disminuye rápidamente a un valor muy próximo a la tensión de saturación del transistor. El impulso de disipación de cebado es ahora menor y mucho más estrecho que los de las figuras 2a y 2b.

Partiendo de las situaciones representadas en las figuras 2a, 2b y 2c, se deduce que para el transistor de salida de un circuito convertidor las condiciones de conexión son más favorables cuando el impulso de la corriente de excitación de base tiene un flanco anterior de crecimiento rápido y sobrepasa el valor final de I_B .

Descebado

Las formas de onda que se producen durante el intervalo de descebado indicado en la figura 1 se muestran en

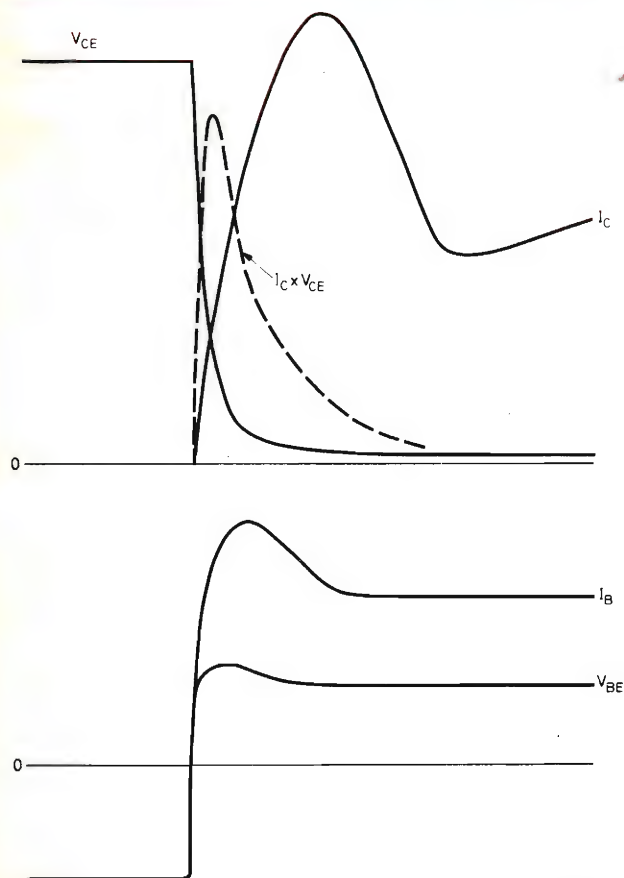


Figura 2c. Formas de onda de cebado: impulso de corriente de base de rápido aumento, con sobreimpulso.

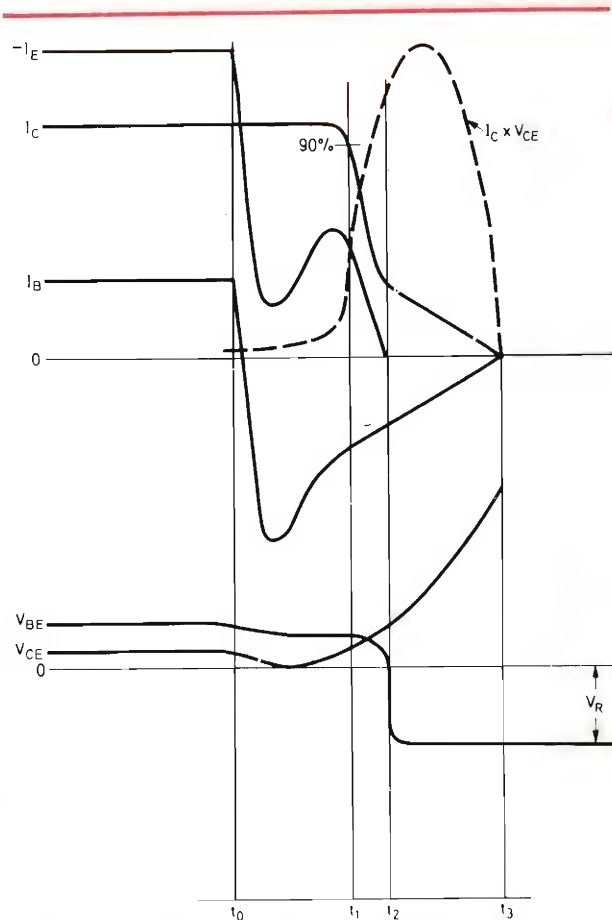


Figura 3a. Formas de onda de descebado: circuito con condensador acelerador.

una escala ampliada de tiempos y con cuatro diferentes condiciones de excitación de base en las figuras 3a a 3d. Estas formas de onda pueden ser obtenidas mediante los circuitos de excitación de base indicados en las figuras 4a a 4c; el circuito de la figura 4a proporciona las formas de onda de la figura 3a; el circuito de la figura 4b los de la figura 3b y, con una tensión de excitación inversa mayor, la figura 3c; el circuito de la figura 4c proporciona las formas de onda de la figura 3d; las formas de onda indicadas son las típicas que se encuentran en las etapas de salida de los convertidores y circuitos de desviación horizontal de receptores de televisión, utilizando transistores de alta tensión.

En circuitos prácticos, la forma de onda de la tensión del colector-emisor depende principalmente de la forma del circuito de colector. El efecto amortiguador del transistor sobre el circuito de base carece de importancia excepto durante la parte inicial del período de descebado, momento en el que únicamente produce un cierto retraso en el aumento del impulso V_{CE} .

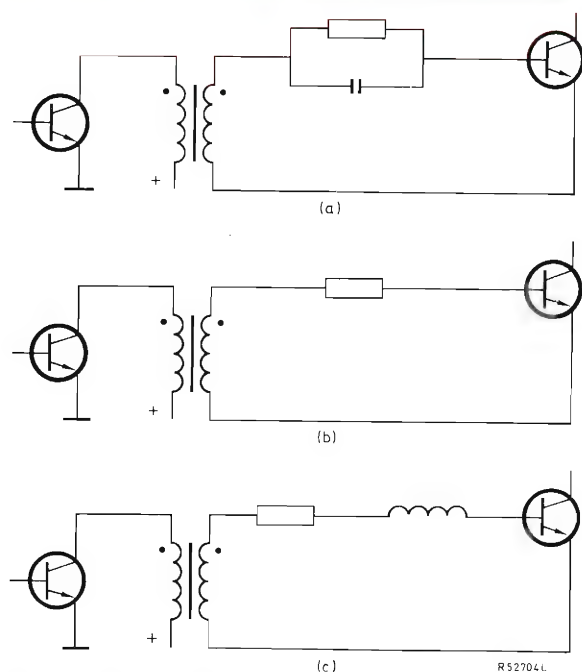


Figura 4. Circuitos básicos para descebado de la excitación de base. El transistor excitador se supone que se satura para descebar el transistor de salida.

- a) Con condensador acelerador.
- b) Sin condensador acelerador.
- c) Con inductor en serie.

El impulso $I_C \times V_{CE}$ (disipación de descebado) depende tanto del tiempo de descebado del transistor como de la forma de onda de la corriente del colector durante el descebado. Los impulsos de disipación de descebado se indican en las figuras 3a a 3d por líneas de trazos.

El circuito de la figura 4a incorpora un condensador acelerador, un montaje a menudo utilizado con transistores de baja tensión. El efecto de éste es, según se indica en la figura 3a, una rápida disminución de la corriente de base I_B , que pasa a un valor de pico negativo y se hace igual a cero en t_3 . La corriente I_C del colector permanece virtualmente constante hasta el final del tiempo de almacenaje, en t_1 , y disminuye entonces llegando a 0 en t_3 . La forma de onda de la corriente I_E del emisor depende de I_C e I_B , hasta llegar a cero en t_2 , cuando la polaridad de la tensión base-emisor V_{BE} se invierte.

Después del instante t_2 , cuando V_{BE} es negativa e I_E es igual a cero, las corrientes del colector y de base son iguales y opuestas, y el emisor ya no es efectivo. Así, la nueva disminución de la corriente de colector está gobernada por el proceso de recuperación inversa del diodo colector-base del transistor. La "cola" de recupe-

ración inversa de I_C (de t_2 a t_3) es relativamente larga, y es obvio que la disipación de descebado sea elevada.

En el circuito de la figura 4b se ha omitido el condensador. La figura 3b muestra que la corriente negativa de base está limitada a un valor considerablemente inferior que en el caso anterior. Todas las corrientes I_B , I_C e I_E llegan a cero en el instante t_3 . La unión emisor-base del transistor se polariza en sentido inverso en t_2 , de forma que durante el corto intervalo de t_2 a t_3 circula una pequeña corriente de emisor negativa.

La corriente de emisor, determinada por la corriente del colector y por la corriente de base, mantiene en consecuencia el control sobre el colector hasta que llega a cero. Además, la corriente del colector tiene una "cola" menos pronunciada y así el tiempo de caída es considerablemente más corto que el de la figura 3a. La disipación de descebado es también menor que en el caso anterior.

Aumentando la tensión de excitación de base inversa en el circuito de la figura 4b, con la resistencia de base

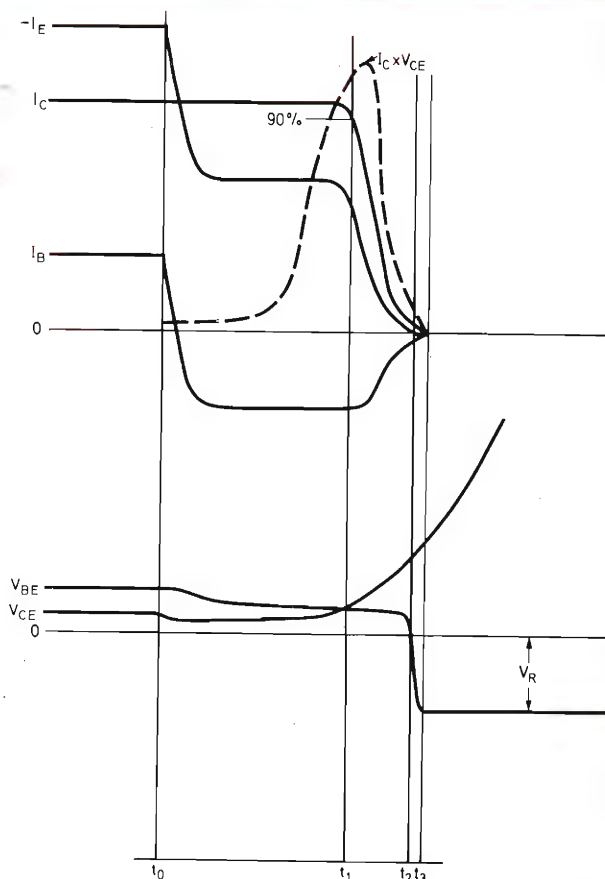


Figura 3b. Formas de onda de descebado: circuito sin condensador acelerador.

en serie ajustada de forma que circule la misma corriente de base inversa máxima, se obtienen las formas de onda que aparecen en la figura 3c. La "cola" de la corriente de colector es aun menos pronunciada y el tiempo de caída más corto que en la figura 3b.

Una nueva mejora en el descebado puede observarse en las formas de onda de la figura 3d, que se obtienen al incluir un inductor en el circuito de base como se indica en la figura 4c. El cambio de la corriente de base negativa es más lento que en los casos anteriores y el valor de pico negativo de la corriente de base es menor que en la figura 3a. La corriente de colector I_C llega a cero en t_3 , y desde t_3 a t_4 las corrientes de emisor y de base son iguales. En el instante t_2 la polaridad de V_{BE} se invierte y se produce la ruptura de la unión base-emisor. En el instante t_4 la tensión base-emisor negativa disminuye del valor de ruptura $V_{(BR)EBO}$ a la tensión V_R

producida por el circuito de excitación.

El tiempo de caída de la corriente de colector en la figura 3d es más corto que en cualquiera de los casos precedentes. La corriente de emisor mantiene control de la corriente de colector durante su caída. El gran valor negativo de V_{BE} durante la parte final de la disminución de la corriente de colector conduce la unión base-emisor a la ruptura y la tensión de ruptura de la unión determina la mayor tensión inversa posible. El descebado del transistor se acelera considerablemente por la aplicación, correctamente temporizada, de esta gran tensión negativa base-emisor, y el circuito da la menor disipación de descebado de todos los considerados.

El funcionamiento de la unión base-emisor en ruptura durante el descebado del transistor, según se indica en la figura 3d, no tiene efectos perjudiciales sobre el funcionamiento de los transistores de las series BDY93,

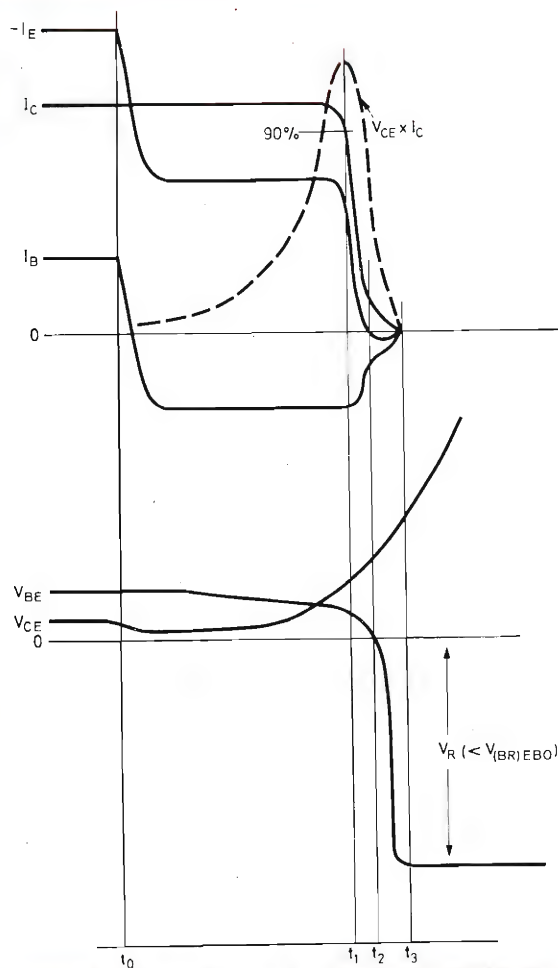


Figura 3c. Formas de onda de descebado: circuito sin condensador acelerador, con tensión de excitación inversa aumentada.

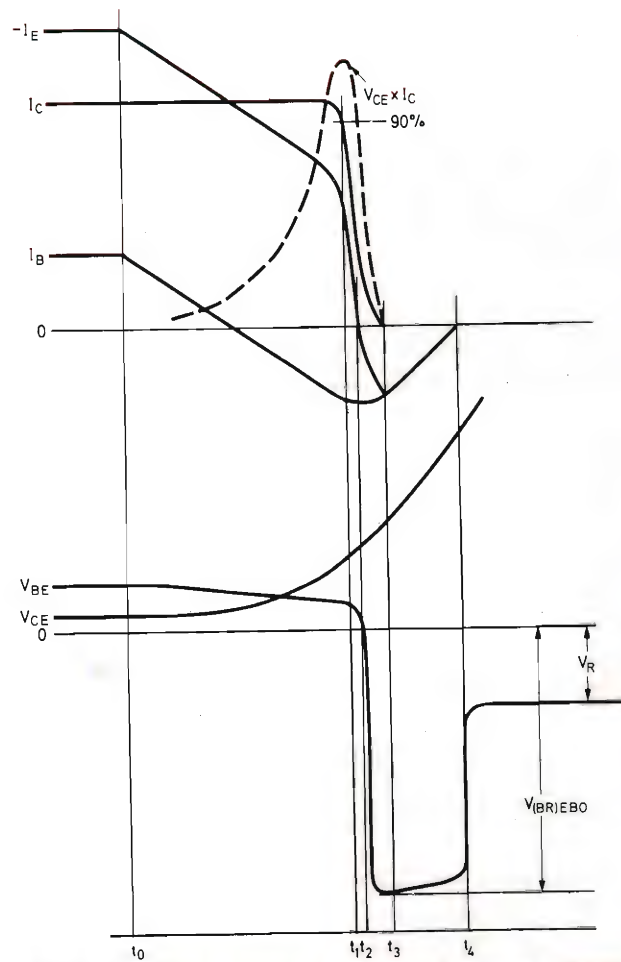


Figura 3d. Formas de onda de descebado: circuito con inductor en serie.

BDY96, BU205, BU208 y BU126. Los datos publicados de estos transistores permiten el funcionamiento en ruptura como método para lograr un descebado seguro, siempre que no se sobrepasen los valores límites de $-I_{B(AV)}$ y $-I_{BM}$.

Resulta evidente de las figuras 3a a 3d que los respectivos valores de disipación de descebado están relacionados por:

$$P_{off(a)} > P_{off(b)} > P_{off(c)} > P_{off(d)};$$

los tiempos de caída (relacionados en cada caso al intervalo de t_1 a t_3) por:

$$t_{f(a)} > t_{f(b)} > t_{f(c)} > t_{f(d)}$$

y los tiempos de almacenaje (igual al intervalo de t_0 a t_1) por:

$$t_{s(a)} < t_{s(b)} < t_{s(c)} < t_{s(d)}$$

en los que los subíndices (a), (b), (c) y (d) se refieren a las formas de onda de las figuras 3a, 3b, 3c y 3d, respectivamente. Se deduce que el circuito de la figura 4c, al que corresponden las formas de onda de la figura 3d, proporciona la disipación de potencia de descebado más favorable. Sin embargo, tiene el más prolongado tiempo de almacenaje.

Considerando las formas de onda de las figuras 3a a 3d, puede deducirse que el óptimo descebado de un transistor de alta tensión requiere un tiempo de almacenaje suficientemente largo determinado por la corriente de base de descebado y una tensión base-emisor negativa suficientemente grande y correctamente temporizada con relación a la forma de onda de la corriente de colector.

Los fenómenos que han sido descritos en esta sección resultan más pronunciados cuando aumenta la temperatura de la unión de trabajo del transistor: en particular, los tiempos de caída y de almacenaje aumentan. Por tanto, el diseño de un circuito de excitación de base debe comprobarse observando las formas de onda obtenidas a elevadas temperaturas.

Circuito de excitación de base óptimo

Del estudio precedente acerca de las formas de onda de la corriente de base y de la tensión base-emisor necesarias, determinaremos a continuación un circuito de base fundamental para obtener un óptimo cebado y descebado de un transistor de conmutación de alta tensión. Se supondrá que la etapa excitadora está

acoplada por transformador a la base, como en la figura 5a, y que el circuito primario del transformador excitador es tal que se observa una baja impedancia, mirando en el secundario, durante los impulsos de excitación directo e inverso. El circuito excitador completo puede representarse así por un generador equivalente de tensión de $+V_1$ voltios durante el período de excitación directo y de $-V_2$ voltios durante el período de excitación/polarización en sentido inverso. Esto se muestra en la figura 5b.

La excitación de base directa puede obtenerse también de un circuito que actúe como generador de corriente en lugar de generador de tensión. Esta situación, en la que la excitación inversa se obtiene todavía de un generador de tensión, se representa en la figura 5c. Los circuitos básicos de las figuras 5b y 5c difieren únicamente con relación a la excitación y deberán consi-

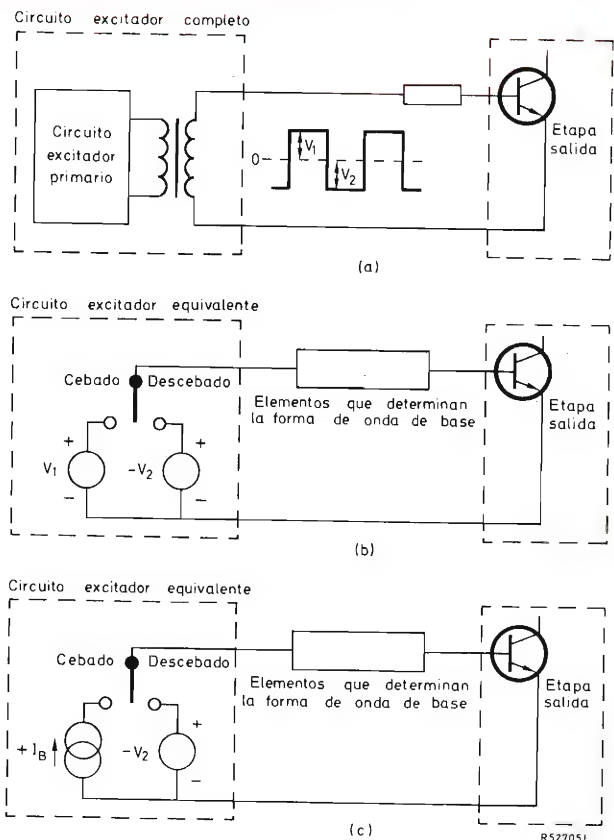


Figura 5a. Esquema del circuito de excitación.

Figura 5b. Circuito de excitación equivalente.

Figura 5c. Circuito equivalente para excitación directa de generador de corriente.

derarse separadamente.

Por supuesto, pueden obtenerse formas de onda de excitación de base comparables a partir de circuitos que difieren de los representados en las figuras 5b y 5c. Para estos otros circuitos es igualmente válida la siguiente discusión.

Resistor de base en serie

La mayoría de los circuitos de excitación incorporan un resistor R_B en serie con la base. La influencia del valor de este resistor sobre la característica de excitación se discutirá brevemente.

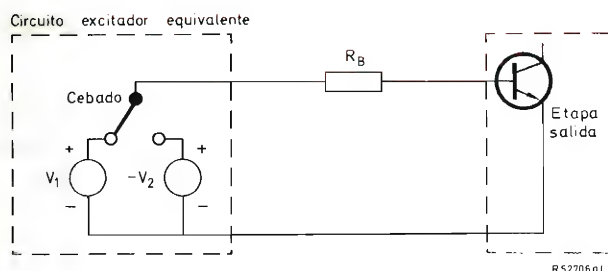


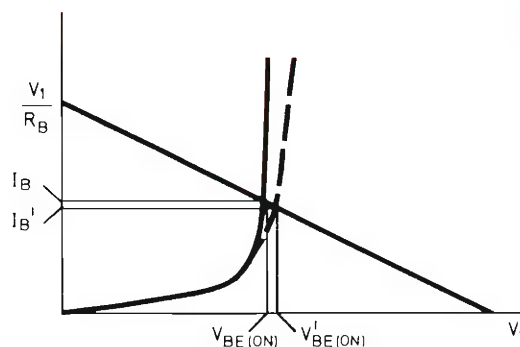
Figura 6a. Circuito excitador con resistor de base R_B y excitación directa por generador de tensión.

Excitación directa con generador de tensión

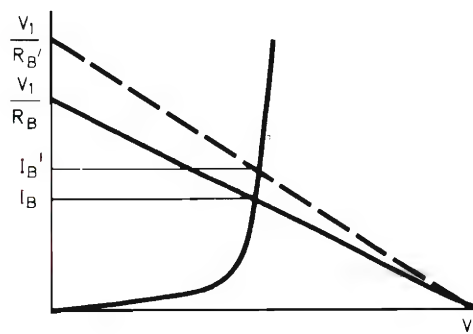
En circuitos con un generador de tensión para excitación directa, representado en forma simplificada en la figura 6a, los siguientes parámetros determinan la corriente de base:

- la característica de base del transistor
- el valor del resistor de base R_B
- la tensión de excitación directa V_1 .

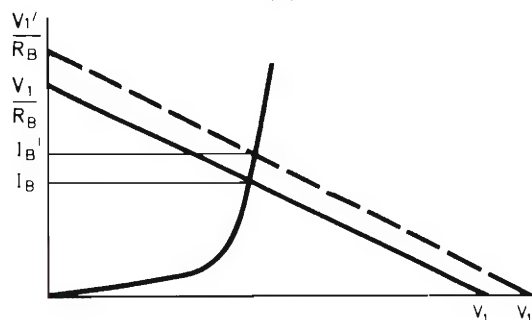
La figura 6b muestra como las tolerancias en estos parámetros afectan a la corriente de base. Es evidente que para evitar grandes variaciones en I_B , las tolerancias en R_B y V_1 deben minimizarse. La caída de tensión a través de R_B reduce la dependencia de I_B sobre las dispersiones y variaciones de la tensión $V_{BE(on)}$ del transistor. Para buenos resultados la caída de tensión a través de R_B no debe ser inferior a $V_{BE(on)}$.



(i)



(ii)



(iii)

Figura 6b. Efectos sobre el valor de I_B de las tolerancias del circuito.

- (i) Variación de la característica de base del transistor
- (ii) Variación del valor del resistor R_B
- (iii) Variación de la tensión de excitación V_1 .

Excitación directa con generador de corriente

En circuitos en los que se utiliza un generador de corriente para excitación directa, la corriente de base directa es independiente de las dispersiones y variaciones de $V_{BE(on)}$. El nivel de la corriente de base y las tole-

rancias dependen totalmente del nivel y tolerancias de la excitación. Resulta en consecuencia innecesario un resistor de base en serie separado; no obstante se incluye en muchos circuitos excitados por generación de corriente prácticos para simplificar el diseño del circuito de excitación. Los siguientes comentarios supondrán que un resistor serie de base R_B forma siempre parte de la red de excitación de base.

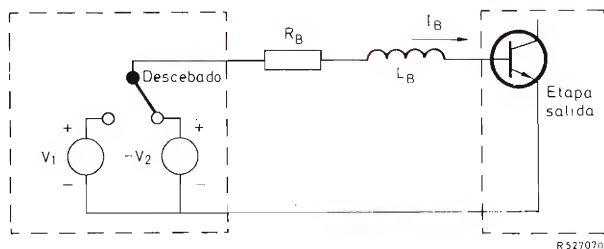


Figura 7a. Circuito de excitación de la base con inductor en serie.

Montaje de descebado

Para iniciar el descebado de la corriente del colector, la tensión de excitación se conmuta en el instante t_0 del valor directo $+V_1$ al valor inverso $-V_2$.

Las formas de onda de corriente y tensión deseadas se obtienen añadiendo diversos elementos de circuito al circuito resistivo básico de la figura 6a. Un método adecuado para lograr la corriente de base de lento decrecimiento deseada consiste en emplear un inductor L_B en serie, como se indica en la figura 7a. Las formas de onda de descebado obtenidas por este método se muestran en la figura 7b.

Inductor en serie con la base

En el instante t_0 la corriente de base empieza a disminuir desde el valor de excitación directa I_{B1} con una pendiente igual a:

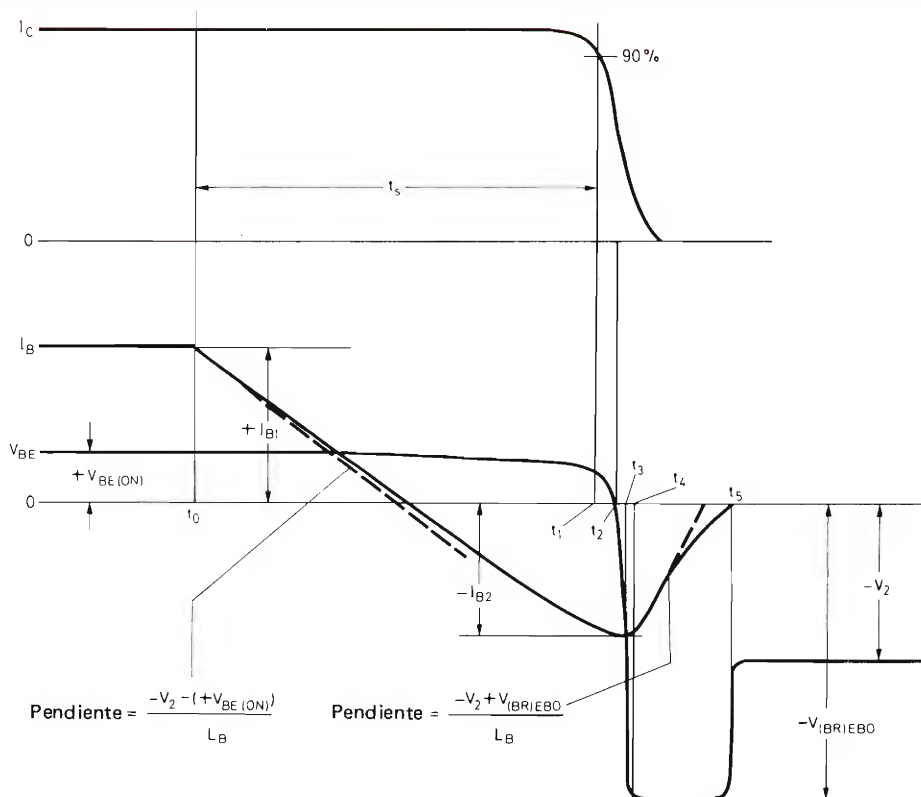


Figura 7b. Formas de onda de descebado del circuito de la figura 7a.

$$\frac{-V_2 - (+V_{BE(on)})}{L_B}$$

Durante largo tiempo después de t_0 , la capacitancia de entrada (en disminución) del transistor mantiene una carga tal que no hay cambio perceptible en V_{BE} . En el instante t_2 la cantidad de carga extraída por la corriente negativa de base ($-I_B$) es insuficiente para mantener esta corriente y disminuye su pendiente.

En el instante t_3 , cuando

$$\frac{dI_B}{dt} = 0 \quad \text{e} \quad I_{B2},$$

$$V_{BE} = -V_2 - R_B I_{B2}$$

Inmediatamente después de t_3 , la energía almacenada en L_B da lugar a un pico de tensión que tiende a aumentar la polarización inversa del transistor. La tensión es fijada por la tensión de ruptura base-emisor, de forma que:

$$V_{BE} = -V_{(BR)EBO}$$

En el instante t_4 la corriente negativa de base empieza a disminuir con una pendiente inicial igual a:

$$\frac{-V_2 + V_{(BR)EBO}}{L_B}$$

una cantidad positiva y en t_5 llega a cero. La tensión base-emisor cambia entonces de $-V_{(BR)EBO}$ al valor $-V_2$, el nivel de la tensión de excitación.

Como se ha demostrado, el tiempo de almacenaje del colector t_s es un parámetro importante del descebado del circuito de excitación. La figura 7b muestra que el valor t_s puede calcularse aproximadamente partiendo de:

$$\frac{-V_2 - (+V_{BE(on)})}{L_B} \cdot t_s = I_{B1} - I_{B2}$$

y esta expresión es suficientemente exacta en la práctica. En la mayoría de los casos los valores de la corriente de base guardan la siguiente relación:

$$(-I_{B2} / I_{B1}) \approx 1 \text{ a } 3$$

Si $(-I_{B2} / I_{B1}) = 2$, el tiempo de almacenaje de

colector viene dado por:

$$t_s = \frac{3 I_{B1} L_B}{-V_2 - (+V_{BE(on)})}$$

En circuitos prácticos, las consideraciones de diseño indican frecuentemente un valor para V_2 relativamente pequeño. El valor requerido de t_s se obtiene entonces con un pequeño valor de L_B y, en consecuencia, la energía almacenada en el inductor ($1/2 L_B I_{B2}^2$) es insuficiente para mantener la unión base-emisor en la condición de ruptura. La figura 7b muestra que la ruptura debe continuar por lo menos hasta que la corriente de colector esté completamente descebada. Cuanto mayor es la temperatura de la unión del transistor, mayor cantidad de energía almacenada es necesaria para mantener la ruptura durante todo el mayor tiempo de descebado.

Estos fenómenos son más importantes en aplicaciones en las que el tiempo de almacenamiento debe ser corto, como en el caso de los transistores BDY93 y BDY96. Para transistores de salida de desviación horizontal tales como BU205 y BU208, que requieren un mucho mayor de tiempo de almacenamiento, la inductancia de base almacena generalmente suficiente energía para descebado correcto.

Inductor de base ayudado por diodo

Es posible asegurar el almacenamiento de suficiente energía de descebado eligiendo un valor relativamente grande para V_2 . Si se emplea un transformador excitador existe entonces un correspondiente aumento en V_1 . Para obtener el valor deseado de la corriente de base directa,

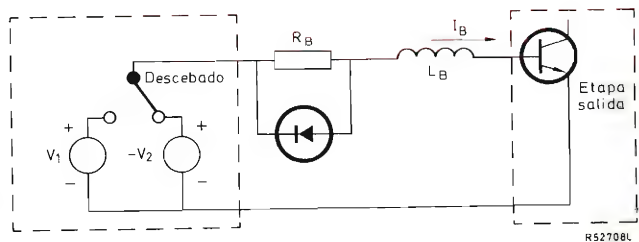


Figura 8. Circuito excitador de base con un inductor en serie ayudado por un diodo.

la resistencia de base R_B debe ser también grande. Un gran valor de R_B , sin embargo, disminuye el efecto de L_B sobre el descebado del transistor, a menos que R_B esté conectada en paralelo con un diodo, como muestra la figura 8.

Red RC de descebado

Puede conseguirse un mejor descebado sin aumentar V_2 , si se utilizan elementos de circuito adicionales. Uno de los montajes utilizados en la práctica se muestra en la figura 9, y consta de una red de $R_3 C_3$ conectada en serie con R_B y L_B .

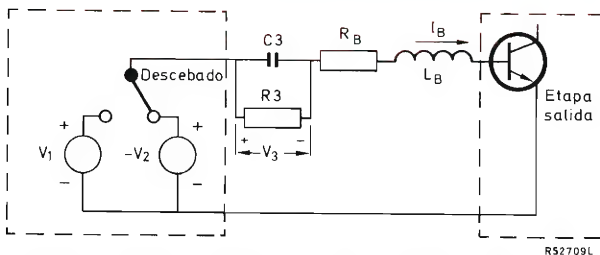


Figura 9. Circuito excitador de base ampliado para un mejor descebado.

A través de C_3 se desarrolla una tensión V_3 debido a la corriente de base directa. (Esta caída de tensión debe ser compensada por un mayor valor de V_1 .) Si circula corriente inversa en el descebado, la polaridad de V_3 es tal que ayuda a la tensión de excitación de descebado V_2 . Utilizando la misma aproximación que antes, el

tiempo de almacenamiento viene dado por:

$$T_s = \frac{3 I_{B1} L_B}{-(V_2 + V_3) - (+V_{BE(on)})}$$

El mismo valor de t_s requiere ahora un mayor valor de L_B . La energía almacenada en L_B es por tanto mayor y el transistor puede ser excitado con mayor seguridad a la condición de ruptura en el tiempo requerido.

Las formas de onda de la figura 7b son igualmente aplicables al circuito de la figura 9, si V_2 (fig. 7b) se sustituye por $(V_2 + V_3)$. En la práctica V_3 no permanecerá constante durante todo el tiempo de almacenamiento, y reemplazando V_3 por su valor instantáneo habrá una ligera diferencia en las formas de onda.

Montajes de cebado

Se ha demostrado que para óptimo cebado de un transistor de conmutación de alta tensión, el impulso de la corriente de base de cebado debe tener una gran amplitud y un flanco anterior rápido con sobreimpulso. La inductancia L_B incluida en los circuitos para óptimo descebado (figuras 7 a 9), sin embargo, dificulta la producción de este impulso de cebado. Los componentes adicionales (R_1, C_1, D_1) en el circuito de la figura 10a contribuyen a resolver este problema, como indican las formas de onda de la figura 10b.

En el momento del cebado, la red $R_1 C_1$ en serie con D_1 proporciona un muy pronunciado impulso de corriente de base directa. La red de descebado queda realmente desacoplada durante el período de cebado por C_1 y D_1 . La constante de tiempo $R_1 C_1$ de la red de cebado debe elegirse de forma que la amplitud del

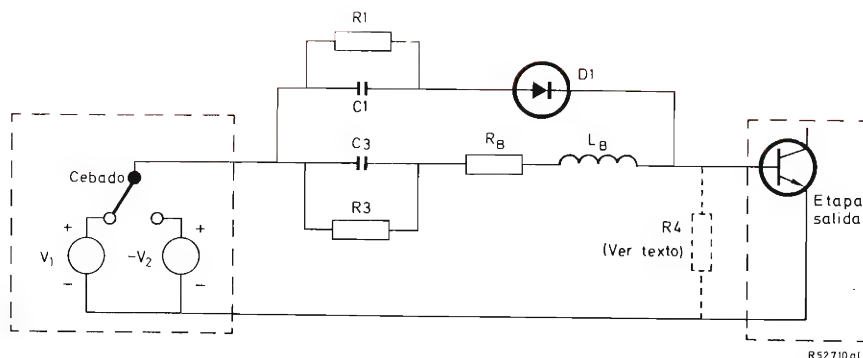


Figura 10a. Circuito excitador de base ampliado para un mejor cebado con generador de tensión.

impulso de corriente directa se reduzca virtualmente a cero cuando el transistor se ceba.

La red de cebado de la figura 10a puede también añadirse al circuito de descebado con diodo (figura 8). En los circuitos que son excitados en sentido directo por un generador de corriente, el sobreimpulso necesario en el impulso de corriente de base de cebado debe lograrse mediante un apropiado diseño del generador de corriente.

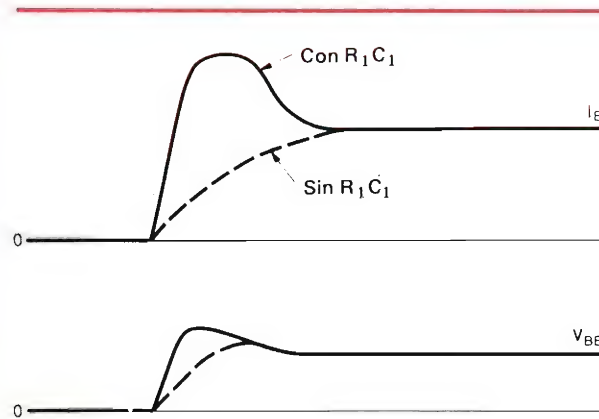


Figura 10b. Formas de onda de cebado del circuito de la figura 10a.

La omisión de R_B de los circuitos que son excitados en sentido directo por un generador de tensión debe considerarse, generalmente, como mal diseño. Sin embargo, es posible seleccionar valores de componentes tales que las funciones de $R_1 C_1$ y de $R_3 C_3$ se combinen en una sola red RC.

En algunos casos, los circuitos de las figuras 7a, 8, 9 y 10a pueden generar oscilaciones parásitas (*ringing*). Generalmente éstas pueden eliminarse conectando un resistor amortiguador R_4 entre la base y el emisor del transistor, como muestra la línea de trazos de la figura 10a.

Comportamiento físico de los transistores de conmutación de alta tensión

Consideraremos ahora el diseño del circuito de base para transistores de conmutación de alta tensión con relación a la estructura de los transistores. Para lograr una elevada tensión de ruptura, el colector incluye una gruesa región de material de elevada resistividad. Esta es la principal diferencia estructural entre los transistores de alta y baja tensión.

La estructura de un transistor de alta tensión de triple difusión se representa esquemáticamente en la figura 11a. La región del colector de un transistor NPN com-

Diseño de un circuito práctico

El circuito excitador de base de la figura 10a combina los generadores de tensión de excitación $+V_1$ y $-V_2$ con los elementos de circuito R_B , L_B , R_3 , C_3 y $R_1 C_1 D_1$ que, si tienen los valores adecuados, permiten un óptimo funcionamiento transitorio del transistor de conmutación. Sin embargo, no todos estos elementos serán necesarios en todos los casos para obtener buenos resultados.

En los circuitos donde la velocidad de aumento de la corriente de colector está limitada por la inductancia del circuito de colector, la red de cebado $R_1 C_1 D_1$ puede omitirse sin peligro de una excesiva disipación de colector durante el cebado. En los circuitos donde la inductancia L_B en serie con la base es suficientemente grande para dar un completo descebado, puede omitirse la red $R_3 C_3$. Las redes $R_1 C_1 D_1$ y $R_3 C_3$ son superfluas en etapas de salida de desviación horizontal con los transistores BU205, BU208 ó similares.

No es siempre necesario incluir un componente discreto para la inductancia L_B , debido a que la inductancia de fugas del transformador excitador es a veces suficiente.

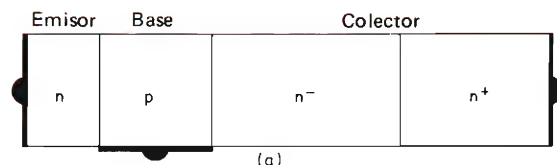


Figura 11a. Representación esquemática de un transistor NPN de alta tensión y triple difusión.

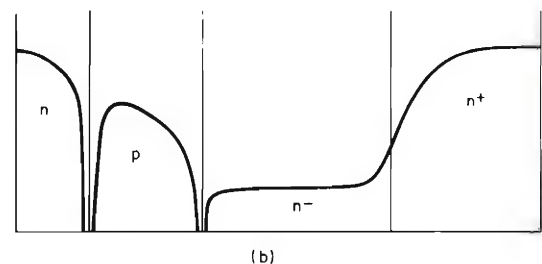


Figura 11b. Concentración de impurezas del transistor representado en la figura 11a.

prende una región N^- de elevada resistividad y una región N^+ de baja resistividad. La mayor parte de la tensión del colector cae a través de la región N^- . Para material semiconductor de una determinada resistividad, el espesor de la región N^- está determinada por la deseada tensión de ruptura de colector. El espesor de la región N^+ está determinada por consideraciones tecnológicas. La figura 11b muestra la variación de la concentración de impurezas del transistor de la figura 11a.

Para una buena conmutación, la característica de bloqueo de la estructura del transistor debe modificarse en el cebado del transistor, de forma que aparezca la condición de una baja tensión directa. Uno de los métodos para conseguirlo consiste en inyectar un gran número de portadores a través de la base a la región de colector. La elevada resistividad de la región N^- es entonces "anegada" por el exceso de portadores. Este efecto se denomina generalmente modulación de la anchura del colector.

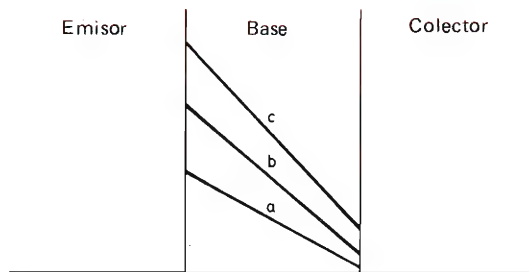


Figura 12. Representación del control de carga de un transistor de baja tensión: en la región activa (línea "a"); en el comienzo de la saturación (línea "b"), y en el estado fuertemente saturado (línea "c").

Las siguientes consideraciones sobre los cambios físicos que ocurren en el cebado y descebado del transistor se basan en un modelo de transistor muy simplificado; es decir, un modelo de control de carga unidimensional. La figura 12 muestra este modelo de transistor de baja tensión y supone una gran relación entre portadores libres y concentración de impurezas en la base debido a los portadores inyectados desde el emisor. La línea "a" representa la concentración de portadores libres en la base para funcionamiento del transistor en la región activa ($V_{CB} > 0$), y la línea "c" para la condición de saturación ($V_{CB} < 0$). La línea "b" representa la concentración al principio de la saturación, donde $V_{CB} = 0$. La pendiente de la línea de concentración de portadores

libres en la unión de colector es proporcional a la densidad de corriente del colector y, en consecuencia, a la corriente de colector.

Cebado

La concentración de portadores de un transistor de alta tensión durante el cebado se muestra en la figura 13a. La línea 1 representa una condición en la que se inyectan relativamente pocos portadores en la base desde el emisor. Puede decirse que representa el comienzo de la saturación para la unión metalúrgica de colector, es decir, el punto 1 (C'). En este caso $V_{CB} = 0$, mientras que la tensión de colector medida exteriormente es muy elevada, debido a la caída de tensión a través de la región de elevada resistividad del colector.

La línea 2 de la figura 13a representa un nivel más elevado de inyección de portadores en la base desde el emisor. Los portadores han penetrado también en la región de elevada resistividad del colector sobrepasando el punto 1 (C') y así la región de base efectiva se extiende ahora hasta este punto y la anchura efectiva de la región de colector se reduce. La caída de tensión a través de la región de colector, producida por la corriente del colector la cual es proporcional al gradiente de concentración en el punto 2 (C') es, en consecuencia, menor que la caída de tensión que se producía con el nivel de inyección de portadores de la línea 1.

Las líneas 3, 4 y 5 representan niveles de inyección de portadores todavía más elevados y la reducción de la anchura de colector efectivo. La caída de tensión a través del colector efectivo también disminuye.

En la situación representada por la línea 6, toda la

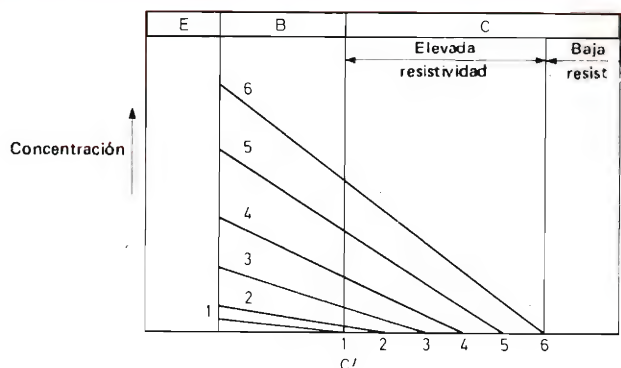


Figura 13a. Cebado de un transistor de conmutación de elevada tensión: concentración de carga durante el cebado.

región del colector de elevada resistividad ha sido "inundada" con portadores en exceso. La tensión colector-base es, en consecuencia, tan baja que el transistor está realmente saturado. La baja tensión de saturación se ha conseguido a expensas de una corriente de base grande y esto explica que un transistor de alta tensión tenga una baja ganancia de corriente, especialmente para grandes corrientes de colector.

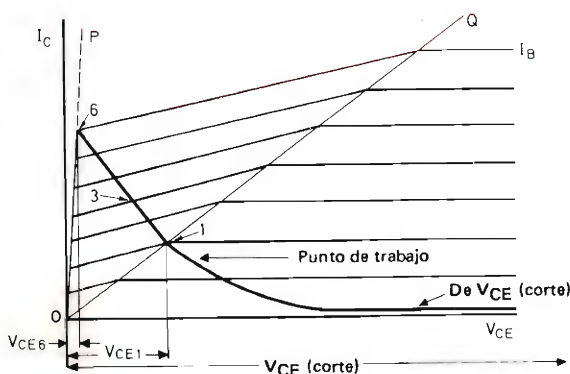


Figura 13b. Excursión de cebado.

La figura 13b muestra características simplificadas tensión/corriente de colector de un típico transistor de alta tensión. Entre las líneas OQ y OP , la tensión V_{CE} disminuye progresivamente a medida que el exceso de portadores invade la región de elevada resistividad del colector. La línea OP puede considerarse como la línea de saturación.

Cuando se ceba el transistor, el nivel de inyección de portadores aumenta desde el nivel de corte muy bajo (no representado en la figura 13a) al nivel representado por la línea 6 en la figura 13a. El punto de trabajo del transistor se desplaza entonces desde la posición de corte a lo largo de la línea de la figura 13b a la posición 6, la cual corresponde a la línea 6 de la figura 13a. El efecto de este proceso en I_C y V_{CE} se muestra en la figura 13c, donde el eje de tiempo está marcado de 0 a 6, en correspondencia con las posiciones numeradas del punto de trabajo (figura 13b) y las líneas numeradas en el diagrama de concentración de portadores (figura 13a).

El tiempo necesario para alcanzar el nivel 6 de la inyección de emisor (figura 13a) es directamente proporcional al tiempo de cebado del transistor. La velocidad de aumento de la inyección de emisor depende de la amplitud de pico y del tiempo de subida del impulso de

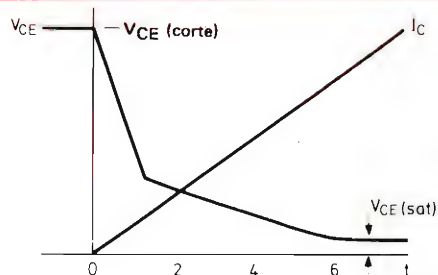


Figura 13c. Formas de onda de cebado.

la corriente de base de cebado. El tiempo de cebado más corto se obtiene a partir de un impulso de corriente de base de gran amplitud con un flanco anterior rápido. Así, las consideraciones sobre la estructura apoyan la conclusión ya observada en el estudio del funcionamiento del circuito del transistor.

Descebado

La concentración de portadores en el transistor saturado en el comienzo del período de descebado se representa por la línea 0 en la figura 14a, correspondiente a la línea 6 de la figura 13a. Como se indica en la figura 14b, la corriente de base I_B disminuye gradualmente, pero I_C permanece casi constante durante algún tiempo, e $-I_E$ disminuye en consecuencia para seguir a I_B . La concentración de portadores resultante se representa por las líneas 1 y 2 de la figura 14a. Este proceso se representa en función del tiempo en la figura 14b en

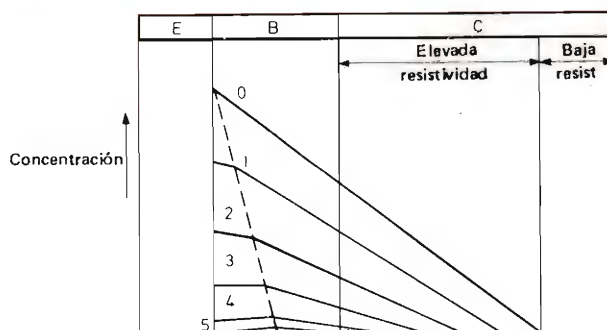


Figura 14a. Descebado de un transistor de conmutación de alta tensión correctamente excitado: concentración de carga durante el descebado.

la que, nuevamente, los valores del eje horizontal corresponden a los de las líneas de la figura 14a.

En el punto 3 la corriente de emisor se ha reducido a cero y es ligeramente negativa hasta el punto 6. Así las líneas 4 y 5 de concentración de portadores tienen una pendiente negativa. El corte completo de la corriente de colector se consigue antes del punto 6. (Esta situación no está representada en la figura 14a.)

Los portadores en exceso presentes en la región de colector se eliminan gradualmente a partir del punto 0

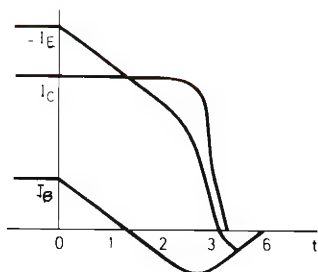


Figura 14b. Formas de onda de descebado.

en adelante. Esto da como resultado una tensión de colector en aumento, debido a que aumenta la anchura efectiva de la región de alta resistividad del colector.

Las figuras 14a y 14b representan un proceso de descebado típico que da buenos resultados con transistores de alta tensión; las formas de onda de la figura 14b deben compararse con las de las figuras 3d y 7b. En las figuras 15a y 15b se muestra un proceso diferente. La situación inicial es similar (línea 0, figura 15a), pero la corriente de base tiene una pendiente negativa pronunciada. En el punto 1 de la figura 15b, la corriente de emisor $-I_E$ ha llegado a cero, y así la línea de concentración de portadores 1 tiene una pendiente igual a cero en la unión de emisor. La unión emisor-base está realmente bloqueada y sólo circula una corriente de fugas relativamente pequeña (no se indica en la figura 15b). Desde el punto 1 hacia adelante, el emisor no tiene influencia sobre el funcionamiento del transistor. El proceso de conmutación ya no es una "acción transistor", sino el proceso de recuperación inversa de un diodo. La concentración de portadores durante este proceso se muestra en la figura 15a por medio de líneas de trazos, con una pendiente igual a cero en la unión de emisor debido a que el emisor es inoperante.

El proceso de recuperación inversa es lento, debido a la elevada resistividad de la región de colector y la consi-

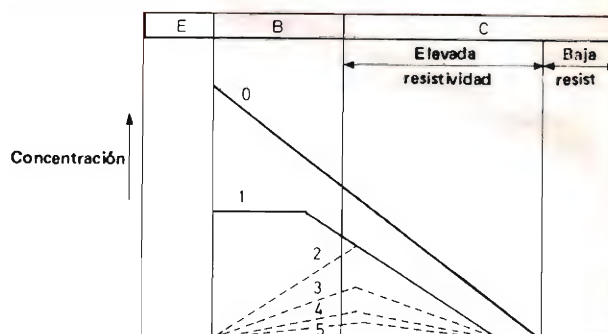


Figura 15a. Descebado de un transistor de conmutación de alta tensión con excitación de base incorrecta: concentración de carga durante el descebado.

guiente disminución lenta de la corriente de colector (las corrientes de colector y de base son, por supuesto, iguales y opuestas cuando el emisor está bloqueado). La disipación de descebado aumenta progresivamente a medida que aumenta el tiempo de transición de saturación a bloqueo del colector. Además, a mayor temperatura de unión, la carga de recuperación inversa, y por

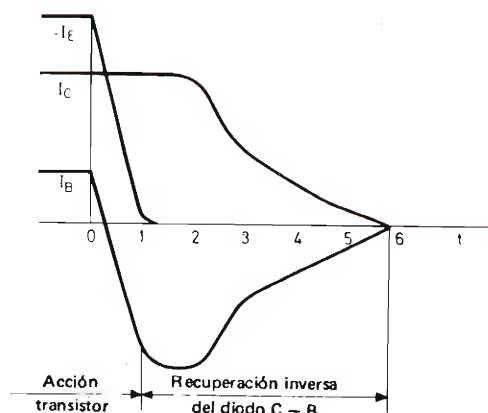
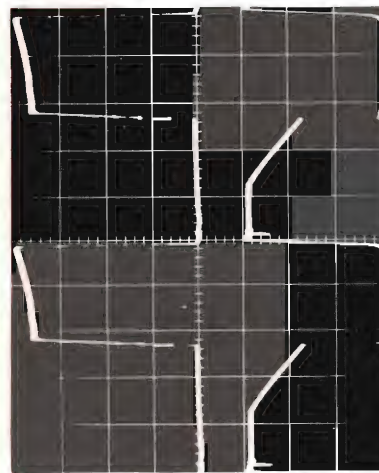
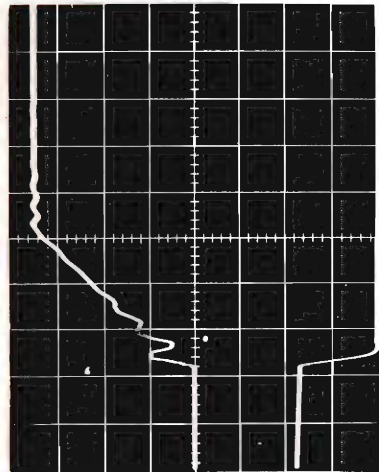
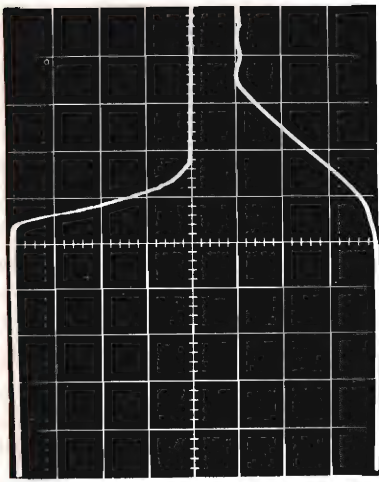


Figura 15b. Formas de onda de descebado.

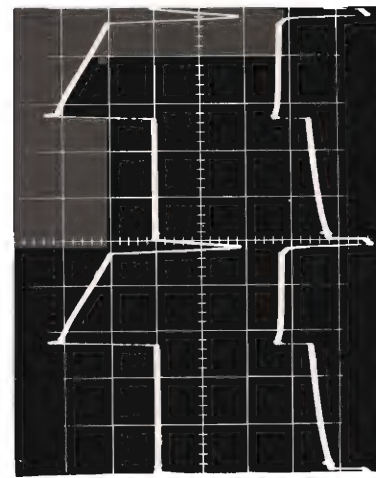
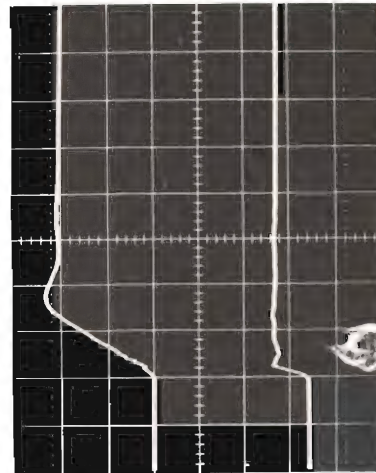
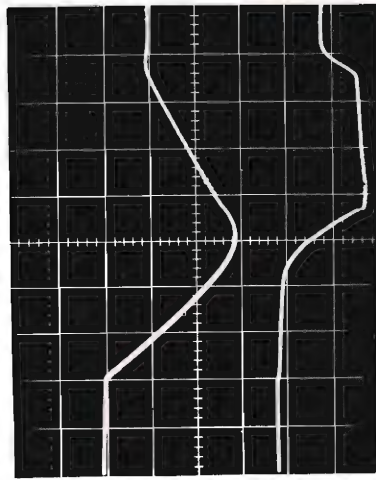
tanto la duración del proceso de recuperación, es mayor.

A mayor tiempo de descebado, por tanto, mayor disipación de descebado y, en consecuencia, mayor temperatura del transistor, lo cual origina un nuevo aumento del tiempo y disipación de descebado. Para



I_C

V_{CE}



I_B

V_{BE}

(a)

(b)

(c)

Figura 16. Formas de onda de tensión y de corriente de un convertidor de 500 W que utiliza un transistor de conmutación experimental.

(a) Dos periodos de trabajo completos (base de tiempos: 10 μ s/división)

(b) Período de cebado (base de tiempos: 0,5 μ s/división)

(c) Período de descebado (base de tiempos: 0,5 μ s/división).

Figuras superiores: traza superior: I_C (1 A/división)
traza inferior: V_{CE} (200 V/división)

Figuras inferiores: traza superior: I_B (500 mA/división)
traza inferior: V_{BE} (5 V/división)

evitar el riesgo de un aceleramiento térmico y la subsiguiente destrucción del transistor que se produce en estas condiciones, la excitación de descebado debe ser tal que ninguna parte del descebado sea gobernada por el proceso de recuperación inversa del diodo colector-base. La acción transistor debe mantenerse mientras exista una cantidad de carga apreciable en las regiones de colector y base del transistor y, en consecuencia, el emisor debe seguir trabajando para eliminar el exceso de carga.

Hay muchas condiciones del descebado del transistor entre los casos extremos de las figuras 14a y 15a. Los circuitos en los que las condiciones de trabajo tienden hacia las representadas en la figura 15a deben ser consideradas como posibles causas de falta de seguridad y, por ello, el funcionamiento de estos circuitos a elevadas temperaturas debe controlarse cuidadosamente.

Oscilogramas

Las formas de onda de tensión y de corriente de la figura 16 son las de un convertidor directo con un sólo transistor y una potencia de salida de 500 W, utilizando

un transistor experimental de alta tensión. La figura 16a muestra dos períodos de trabajo completos y las figuras 16b y 16c muestran, respectivamente, los períodos de cebado y de descebado con escalas de tiempo ampliadas. Este circuito convertidor incorpora las normas de diseño de cebado y descebado desarrolladas en este artículo.

Las pérdidas de cebado se minimizan por la forma del impulso de la corriente de base de cebado, el cual tiene un flanco anterior considerablemente más rápido que el de la corriente de colector.

La disposición del excitador de descebado de base es tal que el tiempo de almacenaje es suficientemente largo para evitar la formación de una "cola" de corriente de colector. En realidad el tiempo de almacenaje es aproximadamente de $1,7 \mu s$. El descebado de la corriente del colector se realiza aproximadamente en $0,5 \mu s$. Durante el descebado la unión base-emisor del transistor se lleva a ruptura y se mantiene en esta condición durante $1,5 \mu s$, suficiente para capturar el más largo tiempo de descebado que pueda producirse con un determinado transistor. Al calcular este tiempo deben tenerse en cuenta la posibilidad de trabajo a elevadas temperaturas y las dispersiones del tiempo de descebado del transistor.

LINEAS DE RETARDO ULTRASONICAS



Introducción

Se vienen empleando líneas de retardo ultrasónicas en receptores de televisión en color desde hace algunos años, en realidad desde que se han establecido los servicios de televisión en color en Europa (no son esenciales en el sistema NTSC y por ello la industria americana no tuvo necesidad de desarrollarlas para esta aplicación). Desde el principio se reconoció que las líneas de retardo electromagnéticas no eran prácticas para esta aplicación a causa de las dimensiones implicadas; por eso las líneas de retardo ultrasónicas estaban, por así decirlo, en sus comienzos. Aunque las líneas de retardo ultrasónicas se utilizaban en algunas aplicaciones profesionales desde mediados de los años 1940, su utilización en receptores de televisión en color ha sido su primera aplicación en equipos de gran público.

La línea de retardo se considera algunas veces como una especie de "pequeña caja negra" o, quizás, como un componente pasivo más. No es sorprendente, por consiguiente, que sin un buen conocimiento de la línea de retardo no siempre se la emplee en condiciones óptimas.

Debe tenerse en cuenta que los componentes en los terminales de entrada y de salida de la línea tienen una función de adaptación similar a la de una red de transmisión electromagnética, y que la desviación de los valores especificados de dichos componentes tendrá un efecto considerable sobre el funcionamiento de la línea. Por ello el propósito principal de este artículo consiste en mostrar la derivación de las terminaciones de la línea y el efecto de cada componente en el funcionamiento de la línea. Sin embargo, dado que la presencia de una plaquita de cristal en un circuito electrónico puede ser algo sorprendente para algunas personas, consideraremos primero las propiedades de la línea de retardo y su forma de operar.

Condiciones requeridas por los sistemas de TV

Los sistemas NTSC, PAL y SECAM tienen en común que su información del color se codifica en la señal de vídeo por dos señales de diferencia de color ($R' - Y'$) y ($B' - Y'$), cada una de las cuales modula una subporta-

dora. Ambas subportadoras están dentro de la banda de frecuencia de la señal de luminancia. Para NTSC y PAL tienen la misma frecuencia pero presentan una diferencia de fase de 90° y son de amplitud modulada; para el SECAM las frecuencias son diferentes y son de frecuencia modulada. Otra diferencia consiste en la transmisión de estas señales de diferencia de color:

- por lo que se refiere a NTSC y PAL, ambas se transmiten para cada línea,
- por lo que respecta a SECAM, se transmiten secuencialmente, una de ellas por línea.

Debido a las diferencias de transmisión, los sistemas difieren en su sensibilidad a las perturbaciones de señal que tienen lugar a lo largo del recorrido de transmisión entre el codificador de color (en el estudio) y el decodificador (en el receptor).

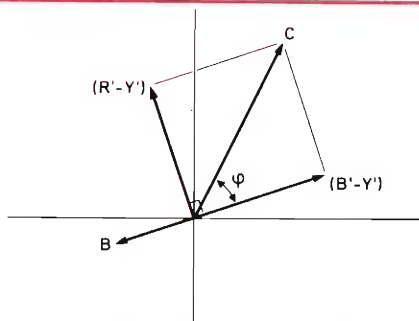


Figura 1.— Fasores de color en el sistema NTSC.

Efecto de las perturbaciones

La figura 1 muestra esquemáticamente lo que ocurre en el sistema NTSC. Los fasores de diferencia de color, que corresponden a las subportadoras moduladas, determinan el fador de color C que representa un color determinado. Puesto que dependen del color, los fasores de diferencia de color varían a lo largo de sus ejes, haciendo que ϕ varíe entre 0° y 360° . La posición de C corresponde a un determinado color solamente cuando se dispone de un fador de referencia adicional estable. Esto se obtiene añadiendo a la señal de vídeo una salva B cuya fase se sitúa a lo largo del eje $(B' - Y')$, como puede verse en la figura 1. Como consecuencia de esto cualquier perturbación de la señal de vídeo que afecte a la relación de fase entre B y C producirá un color distinto del representado por la fase no perturbada C .

En los receptores, los errores de fase no deben ser mayores que 5° , pues de lo contrario se producirían distorsiones de color inaceptables. Para disminuir el

efecto de posibles errores de fase, los sistemas PAL y SECAM adoptan diferentes soluciones.

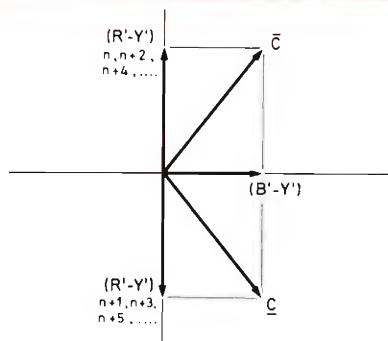


Figura 2.— Fasores de color en el sistema PAL.

Solución PAL

En el sistema PAL, la componente $(R' - Y')$ del fador de color se invierte en líneas alternas en la señal transmitida (figura 2). Como resultado de esta inversión cualquier posible perturbación $\Delta\phi$ de la relación de fase entre el fador de color y la salva conducirá a la situación que puede verse en la figura 3 (para mayor sencillez, se supone que la salva está situada a lo largo del eje $(B' - Y')$). De este modo puede eliminarse $\Delta\phi$ si la deformación de color en dos líneas sucesivas es igual tanto en fase como en amplitud. Entonces tomando el promedio de las señales de color después de invertir una de las componentes $(R' - Y')$, se obtiene el fador de color C correcto sin $\Delta\phi$ (figura 4). El promedio de las señales de color se obtiene retrasando la información de color durante el tiempo de una línea. Una línea de retardo ultrasónica es adecuada para este propósito.

Las condiciones de una línea de retardo para el sistema PAL son:

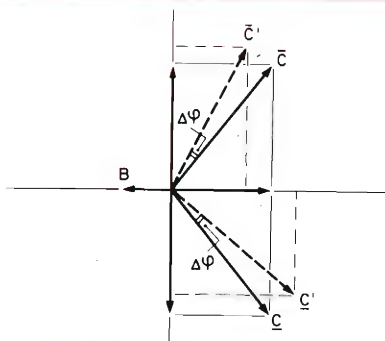


Figura 3.— Efecto de perturbación.

- tiempo de retardo igual a la duración de una línea (64 μ s);
- la exactitud de la relación de fase entre la entrada y la salida debe estar dentro de unos grados para obtener una buena imagen en color; la exactitud debe mantenerse durante la vida del televisor y, por consiguiente, la línea de retardo no debe ser afectada por cambios de temperatura, humedad o envejecimiento;
- las respuestas parásitas deben ser lo suficientemente bajas para evitar distorsión de la imagen;
- las pérdidas de inserción deben ser lo más pequeñas posible para evitar una gran disminución de la relación señal-ruido en la señal de color de entrada.

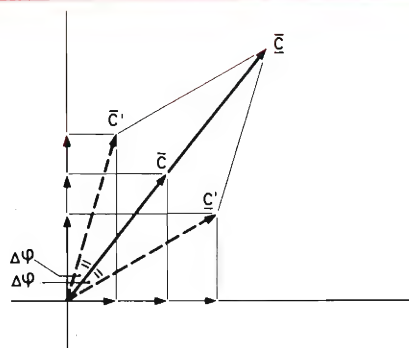


Figura 4.— Cancelación de la perturbación.

Puede obtenerse un método sencillo y barato para dividir la señal de color en sus componentes ($R' - Y'$) y ($B' - Y'$) y tomar su promedio si la salida de línea de retardo tiene un desplazamiento en fase de $n \cdot 180^\circ$ con relación a su entrada (siendo n un número entero). Esto significa que, si T es el período de la subportadora de color, $nT/2$ debe ser igual a 64 μ s. Sin embargo, como no hay ningún valor entero de n que satisfaga esta condición, es incompatible con la primera condición anteriormente indicada. Puede obtenerse un valor aproximado a 64 μ s haciendo $n = 2 \times 283,5 = 567$, lo cual entonces da un tiempo de retardo de 63,943 μ s y se encuentra que este valor es aceptable en la práctica.

La condición de exactitud significa que el desplazamiento de fase de la línea de retardo debe poderse ajustar unos grados alrededor de 180° durante la producción del receptor de televisión.

Solución SECAM

En el sistema SECAM, la información de color se protege contra las perturbaciones de desplazamiento de fase utilizando la modulación de frecuencia. Dado que

las señales de diferencia de color, aunque transmitidas secuencialmente, son necesarias simultáneamente para recuperar la información de color original, se requiere un dispositivo de retardo. Para ello resulta también adecuada la línea de retardo ultrasónica.

Las condiciones de esta línea de retardo para el sistema SECAM son:

- su tiempo de retardo debe ser suficientemente exacto para asegurar la disponibilidad simultánea de las señales directa y retardada; errores mayores que algunas décimas de nanosegundos dan fallos de color inaceptables;
- sus señales parásitas deben ser pequeñas en toda la banda de paso debido a que los componentes de frecuencia en las bandas laterales de las señales de diferencia de color son importantes en toda la banda de paso y no solamente en las proximidades de la portadora.

Propiedades

Al describir las propiedades de las líneas de retardo ultrasónicas, hay que tener en cuenta tres cosas, a saber, los transductores, el tipo de onda y el medio de retardo.

Transductores

Los transductores convierten la energía eléctrica en energía mecánica en la entrada de la línea de retardo y la devuelven en forma de energía eléctrica en la salida. Solamente dos tipos de transductores son capaces de efectuar la conversión a las frecuencias que nos interesan; los que usan materiales magnetostrictivos y los que usan materiales piezoeléctricos. Los primeros no pueden tenerse en cuenta debido a la gran dificultad para conseguir un factor de acoplamiento electromecánico suficientemente grande dentro de un margen de temperatura razonable, por ejemplo, de $+10$ a $+60^\circ\text{C}$. (El factor de acoplamiento (k) es una medida del rendimiento de la conversión de energía eléctrica a energía mecánica y viceversa.) Afortunadamente, esta limitación no se aplica a los materiales piezoeléctricos, tales como las cerámicas PXE. En efecto, es una característica de los transductores PXE que k sea elevado, y de este modo podemos proyectar líneas de retardo que tienen un ancho de banda amplio y bajas pérdidas de inserción; además, estos transductores pueden ser utilizados con bobinas de adaptación que tienen un valor Q muy variable, lo que es una consideración importante. Otras propiedades de todos los materiales PXE son su rigidez mecánica, inac-

tividad química e inmunidad a la humedad; uno de los grados de este material, el PXE 7, se caracteriza además por el lento envejecimiento de la constante dieléctrica, por lo cual es especialmente adecuado para ser utilizado en líneas de retardo para televisión en color. Puesto que las cerámicas PXE pueden fabricarse en cualquier forma y tamaño, es posible una gran flexibilidad en el diseño de transductores.

Ondas ultrasónicas

La velocidad de propagación de las ondas ultrasónicas en los sólidos es aproximadamente 10^5 veces más lenta que la de las ondas electromagnéticas, y gracias a esto es posible obtener una línea de retardo de $64 \mu s$ que tenga dimensiones aceptables para nuestro propósito.

Las ondas en los sólidos se clasifican según la dirección del movimiento de las partículas excitadas. Para esta aplicación podemos considerar dos clases principales:

- ondas de compresión en las cuales el movimiento de las partículas es paralelo a la dirección de propagación; y
- ondas transversales en las cuales el movimiento de las partículas es perpendicular a la dirección de la propagación de la onda.

En nuestras líneas de retardo se utilizan ondas transversales por las siguientes razones:

- la velocidad de las ondas transversales es aproximadamente la mitad de la de las ondas de compresión, de modo que el recorrido y, por consiguiente, el tamaño de la línea de retardo, es proporcionalmente menor;
- las ondas transversales se reflejan totalmente en los límites del medio de retardo, puesto que no pueden propagarse en líquidos o gases; esta propiedad es especialmente importante cuando se utilizan vías de transmisión dobladas;
- los transductores dan mejor acoplamiento acústico para las ondas transversales que para las de compresión, lo que permite mayor ancho de banda y mayor salida.

Medio de retardo

El medio de retardo debe elegirse para conseguir la máxima estabilidad posible del tiempo de retardo: la deriva debida a la variación de temperatura no debe ser superior de 1 parte por 20.000 en todo el margen de

trabajo. Esta única condición limita la elección a muy pocos materiales, de los cuales el cristal se considera como el más satisfactorio, tanto desde el punto de vista económico como técnico.

Se ha desarrollado un tipo especial de cristal de silicato de potasio y plomo en el cual la velocidad de propagación de las ondas aumenta en proporción directa a la expansión térmica del cristal: este cristal se denomina "isopáustico". Esto significa que el tiempo de retardo es independiente de las variaciones de temperatura. En la práctica, se consigue que la contribución al retardo dependiente de la temperatura se compense.

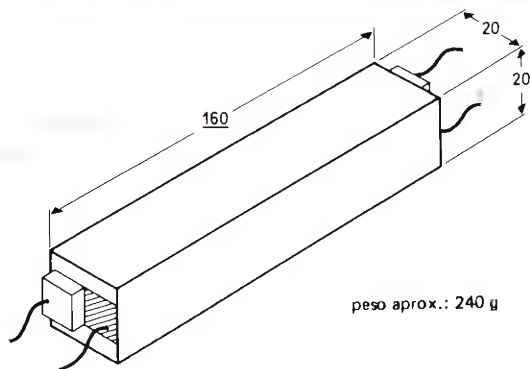
Desarrollo

Veamos ahora brevemente el desarrollo de la línea de retardo de cristal desde comienzos de los años 60 hasta el momento actual.

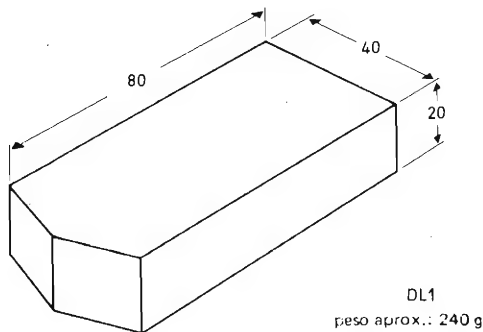
La línea que puede verse en la figura 5a es una barra recta de cristal con un transductor en cada extremo. La objeción principal de esta disposición es que no permite un fácil ajuste de la longitud del recorrido y, por consiguiente, del tiempo de retardo. Por grande que sea la exactitud con que se realice el pulido inicial, siempre se



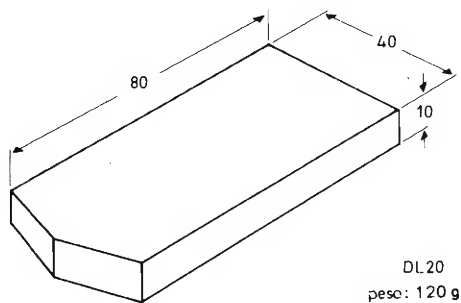
Evaporación de electrodos metálicos.



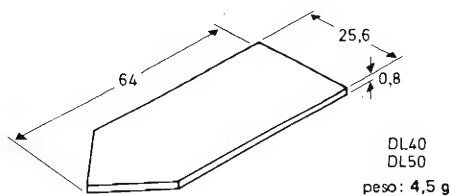
a



b



c



d

Figura 5.— Desarrollo de la línea de retardo de cristal que muestra la reducción de tamaño y peso del cristal (dimensiones en mm). Las líneas (a), (b) y (c) utilizan ondas no guiadas; la línea (d) utiliza ondas guiadas. Obsérvese la drástica reducción de peso en (d).

requiere cierto ajuste debido a pequeñas variaciones del cristal. Para cada ajuste sería necesario desmontar y sustituir uno de los transductores, lo que es evidentemente impracticable.

En la figura 5b los dos transductores están montados en un extremo del bloque de cristal y el ángulo entre las caras del montaje determina que la onda de entrada se refleje en la cara del extremo opuesto del bloque hacia el transductor de salida. De este modo se reducen las dificultades de ajuste, puesto que puede pulirse la cara reflectora sin tener que desmontar los transductores y controlarse simultáneamente el efecto del pulido.

La línea de retardo DL1 fue la primera línea de retardo de cristal producida en serie y con resultados satisfactorios por lo que se refiere a su rendimiento. Sin embargo, presentaba la desventaja de ser bastante grande y pesada, mientras la mayor parte de los demás componentes del receptor de televisión se hacían cada vez más pequeños.

En esta etapa de la evolución de la línea de retardo, se determinó empíricamente el espesor del bloque de cristal y se iniciaron una serie de investigaciones para reducir el tamaño y el peso. Se había creído que, para las ondas no guiadas (p.e., las ondas propagadas en un medio que es, en realidad, dimensionalmente ilimitado), el espesor debía ser de 10 a 20 veces la longitud de onda. Después de nuevos experimentos, se observó que las líneas de retardo trabajaban igualmente bien aunque el bloque se redujera a la mitad en sentido lateral. Como resultado se desarrolló la línea de retardo DL20 (figura 5c), con una importante reducción de peso aunque con muy poco ahorro en espacio.

El salto a una línea de retardo realmente pequeña vino con la utilización de una plaquita de cristal cuyo espesor se redujo a una longitud de onda aproximadamente. Aunque esta idea ha existido desde hace algún tiempo, han tenido que resolverse varios problemas antes de que pudiera aplicarse con éxito en los receptores de televisión en color. Estos problemas se centraron alrededor de la supresión de señales parásitas (causadas por reflexiones superfluas de la señal de entrada) y la reducción de efectos perjudiciales debidos a cambios en el ambiente. En las líneas de bloque, las caras de cristal (aparte de la única cara reflectora) no desempeñaban ningún papel en la propagación de la onda ultrasónica y, por consiguiente, su funcionamiento no resultaba afectado por variaciones de la temperatura o de la humedad del medio ambiente; las reflexiones no deseadas se eliminaban haciendo que las superficies de las caras fueran rugosas.

Estos desarrollos dieron lugar a las nuevas líneas de retardo DL40 y DL50, en las que se introdujo el empleo de ondas guiadas y reflexiones múltiples.

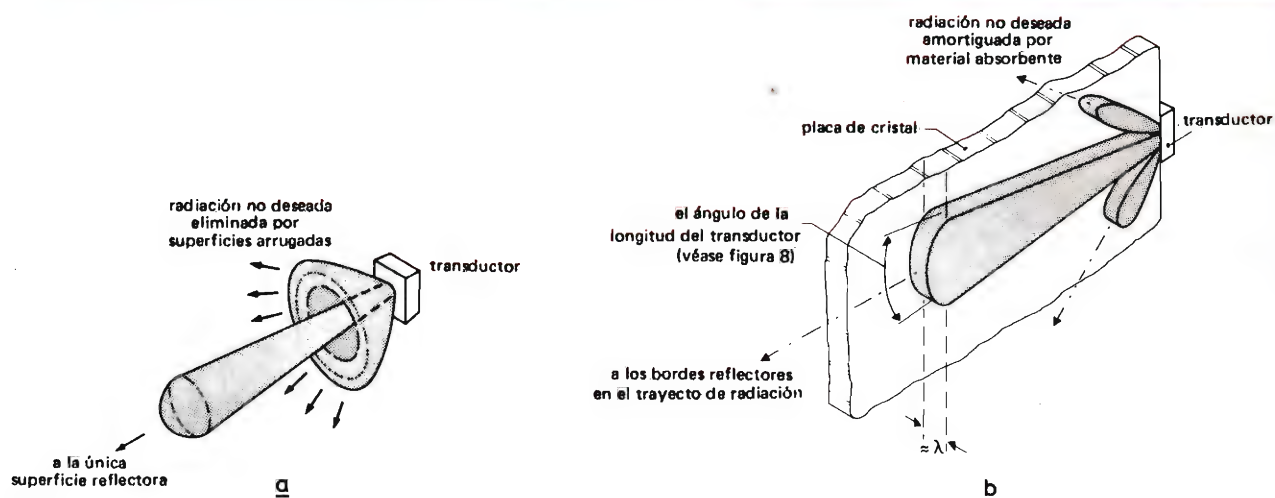


Figura 6.— Forma del haz: (a) ondas no guiadas en una línea de retardo de bloque; (b) ondas guiadas en líneas de retardo de cinta.

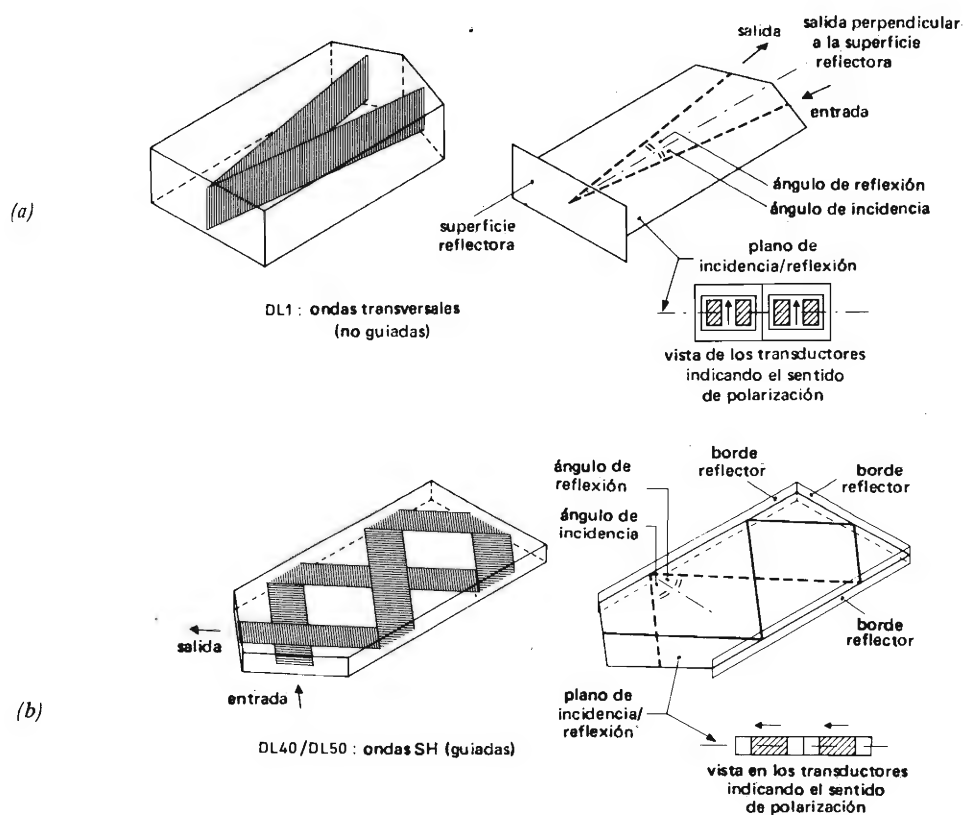


Figura 7.— (a) Ondas en líneas de bloque. El recorrido de la partícula es perpendicular al plano de incidencia y se produce la reflexión total para todos los ángulos de incidencia. (b) En la línea de retardo de cinta, el recorrido de la partícula es paralelo al plano de incidencia. Se denomina modo SH y, para las líneas de cinta, es el único modo que da un tiempo de retardo constante. La reflexión total en los bordes de la cinta se produce solamente en ángulos de incidencia superiores a 36° .

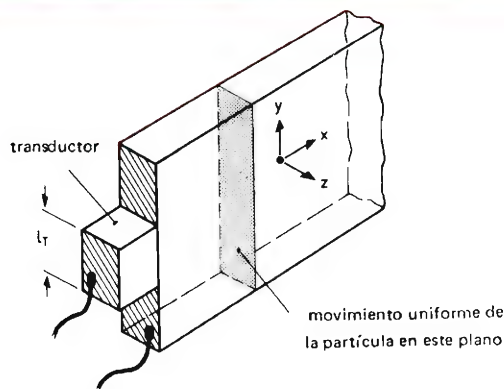


Figura 8.— Desplazamiento uniforme de la partícula en el modo SH.

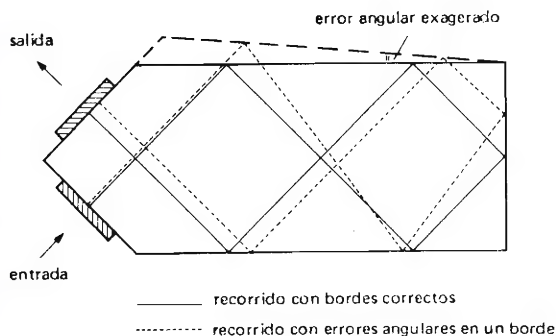


Figura 9.— Efecto de autoeliminación de pequeños errores angulares en los bordes mayores de la línea de cinta. Pueden tolerarse errores mientras el haz de retorno esté dentro del área cubierta por el transductor.

La línea de retardo de cinta

En la figura 6 se muestra la diferencia esencial entre la propagación de las ondas en las primeras líneas de retardo de bloque y en las líneas de cinta. La primera es de tipo espacial —de allí la expresión “no guiada”—, mientras que la última es forzada (es decir, “guiada”) entre las caras laterales de la placa de cristal. Como resultado de ello, las pérdidas producidas por la dispersión del haz se reducen considerablemente.

En las líneas de bloque, la polarización es perpendicular al plano de incidencia (figura 7a). Son ondas transversales y la utilización de este tipo de polarización da reflexión total cualquiera que sea el ángulo de incidencia. En la línea de cinta, sin embargo, la delgadez del cristal requiere polarización en el plano de incidencia (figura 7b) y se produce la reflexión total solamente cuando el ángulo de incidencia es mayor que unos 36° . Una onda guiada con este tipo de polarización se deno-

mina onda SH. En nuestras líneas de retardo de cinta, la limitación angular solamente tiene interés académico ya que el ángulo de incidencia es invariablemente de 45° .

En la figura 8 puede verse una sencilla línea de cinta con su transductor de entrada T. Cuando se aplica una señal a los electrodos, el transductor excita una onda transversal que circula a lo largo de la cinta en la dirección x. Dado que el transductor está polarizado en la dirección y, el movimiento de la partícula se produce también en la dirección y. Una característica de este modo de propagación es el desplazamiento uniforme de la partícula en todo el espesor de la cinta, puesto que todas las partículas en un determinado plano y - z se mueven con la misma velocidad y fase. Por ello, es esencial para una propagación de señal sin distorsión que no se apliquen fuerzas externas a las caras mayores de la cinta; en el montaje de la placa de cristal se tiene en cuenta esta condición.

La aplicación del principio de la “reflexión múltiple” en las líneas de cinta tiene la ventaja de que los pequeños errores angulares en los dos principales bordes de reflexión se autoeliminan, siempre que cada borde contenga un número par de reflexiones y que los bordes que sostienen a los transductores estén a 45° con respecto al borde opuesto. En la figura 9 puede verse como ocurre esto. La forma y tamaño de la línea de retardo dependen del recorrido de transmisión elegido, puesto que más reflexiones dan menor área del cristal. Sin embargo, dado que más reflexiones producen más respuestas parásitas, la elección de la forma final tiene que ser un compromiso.

Las respuestas parásitas pueden tener dos causas principales: las que se producen por señales reflejadas de la salida a la entrada (2τ , donde τ es el tiempo de retardo) y que vuelven otra vez a la salida (3τ), y las que se producen por los lóbulos laterales de transmisión, figura 6 (cuyas longitudes de recorrido difieren de las del haz



Colocación de las manchas de resina que absorben energía parásita.

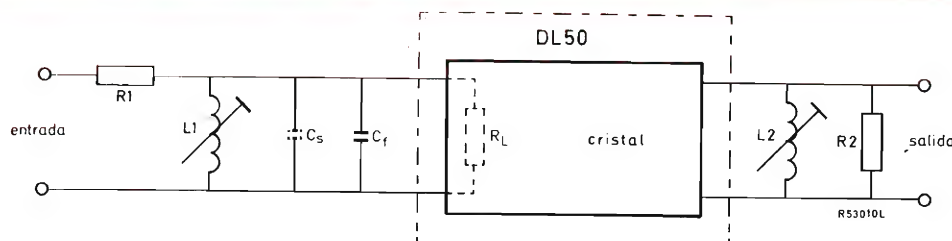


Figura 10.— Redes terminales de la línea de retardo: R_L es la resistencia paralela efectiva del circuito eléctrico equivalente del cristal.

principal). Las primeras se conocen como respuestas armónicas de tercer grado y pueden reducirse solamente con una elección adecuada de los componentes terminales. Sin embargo, hay una manera sencilla para reducir las respuestas de los lóbulos laterales: consiste en recubrir superficies concretas de la cinta con un material que absorbe energía ultrasónica (por ejemplo resina epoxi). Esta solución es posible porque las superficies principales de una línea de cinta participan en el movimiento de partículas excitadas. Las manchas de resina pueden verse claramente en la fotografía adjunta.

Influencia de los componentes terminales

El tiempo de retardo total necesario en el sistema PAL es de 63,943 μ s y, dado que este valor debe obtenerse en presencia de ciertos factores variables, se comprende que deba existir la posibilidad de efectuar algunos ajustes en el sistema.

Los factores variables son:

- la tolerancia de retardo en el cristal (± 5 ns)
- la capacidad del circuito parásita externa (C_s en figura 10) en paralelo con la entrada de la línea de retardo.

La característica de transferencia de energía de la línea de retardo sola es la curva acampanada que puede verse en la figura 11, donde el valor de 0 dB es máximo si R_1 (figura 10) es igual en valor a la resistencia en paralelo equivalente R_L de la línea. Puede verse que el ancho de banda de 3 dB no es suficiente para la adecuada transmisión de la señal de crominancia. Este ancho de banda puede mejorarse añadiendo la red L-C en la entrada y una inductancia en la salida, como se ve en la figura 10. Haciendo que los inductores sean variables, esta disposición posibilita el exacto ajuste de fase necesario para separar las señales de color. Puesto que el propio bloque de cristal es simétrico y los transductores de entrada y salida son idénticos, la línea de retardo es

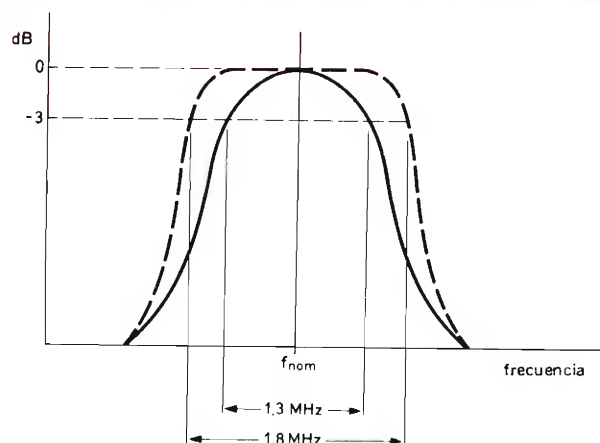


Figura 11.— Característica de transferencia de energía. Curva de trazo continuo: cristal sólo (el pico es máximo si $R_1 = R_L$). Curva de trazos: efecto de la inductancia añadida.

simétrica con relación a su entrada y salida. Por consiguiente, su comportamiento eléctrico es óptimo si las impedancias terminales en la entrada y salida son casi iguales. Aunque parece que son diferentes en la figura 10, sus valores nominales representan el mismo valor de impedancia para la frecuencia subportadora de color y, por consiguiente, la disposición es realmente simétrica.

Una vez demostrada la necesidad de que la línea de retardo tenga redes terminales exteriores, debemos considerar ahora la influencia de cada componente en el sistema general con el fin de deducir el valor óptimo para cada uno. Las propiedades principales del sistema a considerar son:

- ancho de banda a -3 dB
- pérdidas de inserción (amortiguamiento)
- respuestas parásitas.

Se han considerado ya las principales causas de respuestas parásitas. Un tipo de respuesta parásita está influenciada por las redes terminales. Esta es el armónico de tercer grado, o señal 3 τ . La salida necesaria es la que

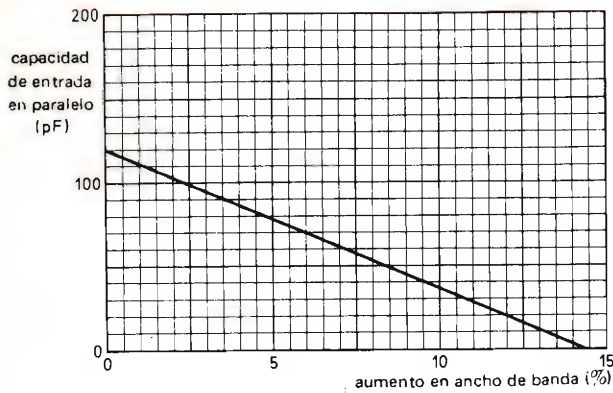


Figura 12.— Efecto de la capacidad de entrada en paralelo sobre el ancho de banda.

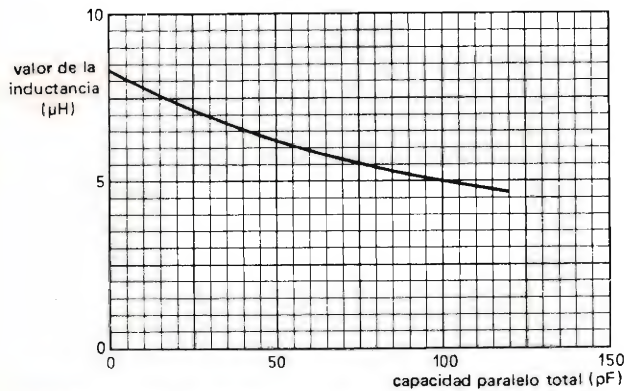


Figura 13.— Valor necesario de inductancia en función de la capacidad de entrada en paralelo total.

resulta del primer paso de la señal a través de la línea de retardo (1τ), de forma que la línea y sus redes terminales deben proyectarse para que la salida de 3τ sea tan pequeña como sea posible.

Influencia de la capacidad de entrada

La capacidad total de entrada consta de una capacidad parásita exterior C_s en paralelo con cierta capacidad fija C_f (figura 10). En teoría, C_f no es necesaria porque, como muestra la figura 12, el aumento en ancho de banda es mayor cuando se reduce la capacidad en paralelo. Sin embargo, debe tenerse en cuenta la segunda función del circuito de entrada, es decir, la de ajuste de fase. Puede verse que un determinado cambio en la inductancia ΔL_1 da un mayor cambio de fase $\Delta\phi$ si se aumenta la capacidad en paralelo, es decir, si se incluye C_f . La solución adoptada es cuestión de elección individual, pero de la forma en que se haga esta elección depende el valor necesario de L_1 , el cual puede obtenerse a partir de la figura 13.

Influencia de la inductancia

La figura 14 muestra el efecto de los valores variables de la inductancia en el ancho de banda y en la pérdida de inserción. El margen aceptable de valores de inductancia se extiende solamente de unos $7\mu\text{H}$ a $11\mu\text{H}$; los valores inferiores a este margen dan una pérdida de inserción

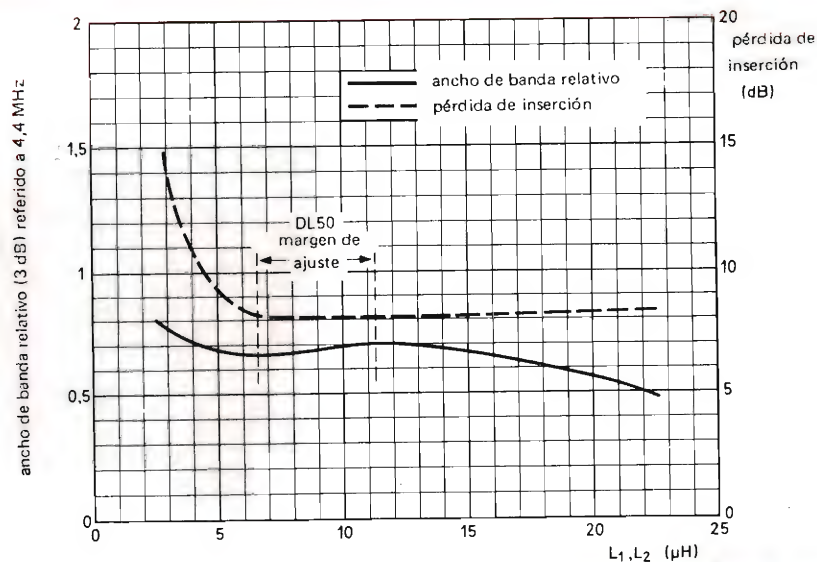


Figura 14.— Influencia del valor de la inductancia sobre el ancho de banda y pérdida de inserción ($R_1 = R_2 = 390\Omega$).

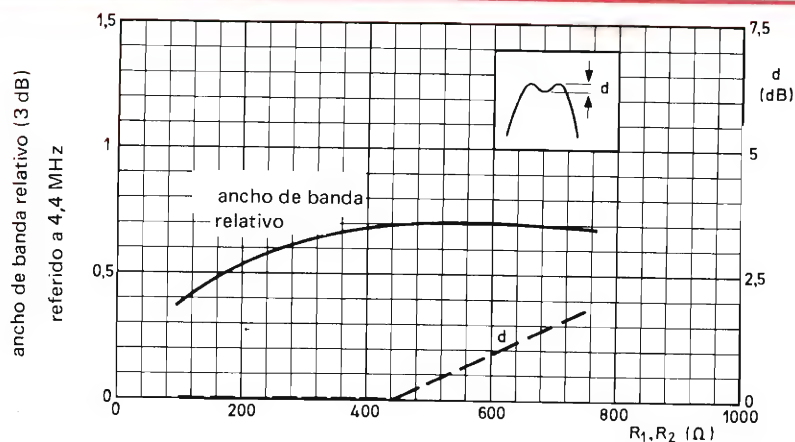


Figura 15.— Influencias del valor de la resistencia (R_1 , R_2) sobre el ancho de banda y forma de la curva de paso de banda ($L_1 = L_2 = 8,3 \mu\text{H}$).

que aumenta rápidamente; los valores más altos dan un ancho de banda reducido y también afectan desfavorablemente a la respuesta 3τ , aunque esto último es difícil de mostrar gráficamente. Puede ser posible cierto compromiso en la pérdida de inserción, puesto que cuanto mayor es la pérdida de inserción mayor es la reducción en el nivel de respuestas parásitas. Cualquiera que sea el valor elegido para la inductancia de entrada, debe ser ajustable de forma que el desplazamiento de fase pueda fijarse exactamente a 180° .

Influencia de la resistencia

La figura 15 muestra el efecto de los valores variables

de la resistencia. La máxima transferencia de energía se obtiene cuando $R_1/R_L = 1$, pero R_1 puede aumentarse para que R_1/R_L llegue hasta 1,5 (lo cual da cierto aumento de ancho de banda). Cualquier otro aumento en el valor de R_1 tiene efecto despreciable sobre el ancho de banda, pero empieza a tener un marcado efecto sobre las frecuencias medias. El efecto consiste en producir una depresión en la característica de frecuencia centrada alrededor de la frecuencia media. La profundidad de esta depresión aumenta a medida que aumenta el valor de R_1 , como muestra la curva de trazos de la figura 16. Este efecto tiene una influencia importante sobre la característica de reflexión 3τ , cuyo mínimo corresponde al máximo de la característica de frecuencia (figura 16).

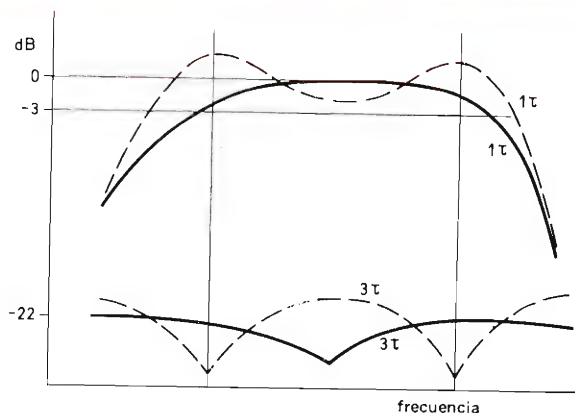
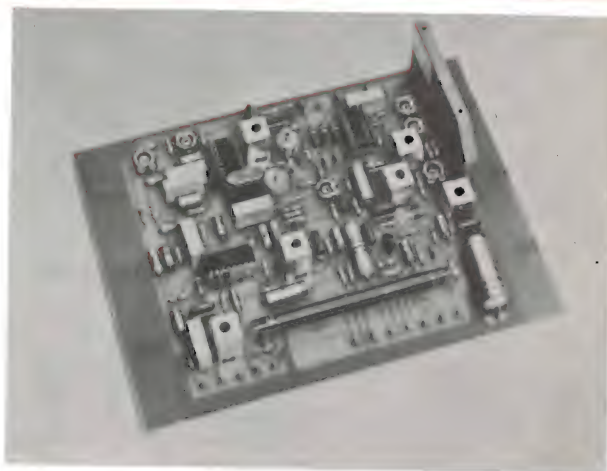


Figura 16.— Efecto de la resistencia sobre las reflexiones 3τ
Curva de trazo continuo: $R_1 = R_2 = 390 \Omega$
Curva de trazos: $R_1 = R_2 > 460 \Omega$



Placa de circuito impreso de un decodificador de color PAL con la línea de retardo DL50.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 8.- Sistema de altavoces para alta fidelidad.- Una sencilla máquina de sumar.- Diodos luminiscentes como indicadores de estado lógico en sistemas de las series 30 y 60.- Aplicaciones de radiofrecuencia de los transistores de efecto de campo en receptores de comunicación.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOC MOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Área de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 1102.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C.- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos.- Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.

**Aplicaciones
de la
Serie 30**

Minirep

APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTÁTICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

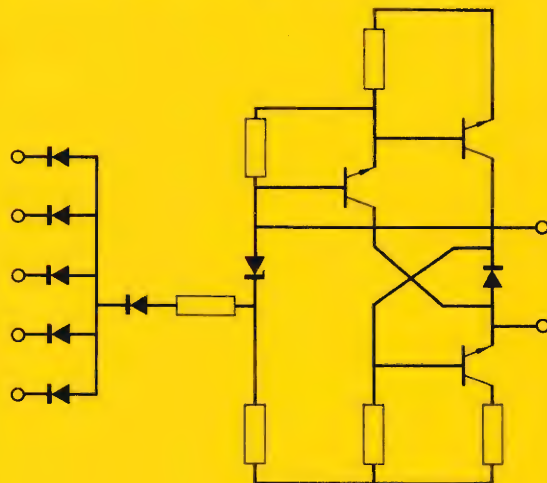
ELEVADA INMUNIDAD DINÁMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 % 15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo.....	0 °C a 70 °C
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador).....	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.....	10
estado ALTO.....	100
Margen de ruido c.c.	
alimentación 12 V.....	5 V
alimentación 15 V	
estado BAJO.....	5 V
estado ALTO.....	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

REVISTA *Miniwatts*

Vol. 14-Núm. 4

ABRIL 1975

30 Ptas.



NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del conmutador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotorpilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

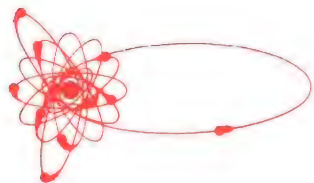
Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabricación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:

Compaginación:

Delineación:
M^a CARMEN LAJUSTICIA
Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

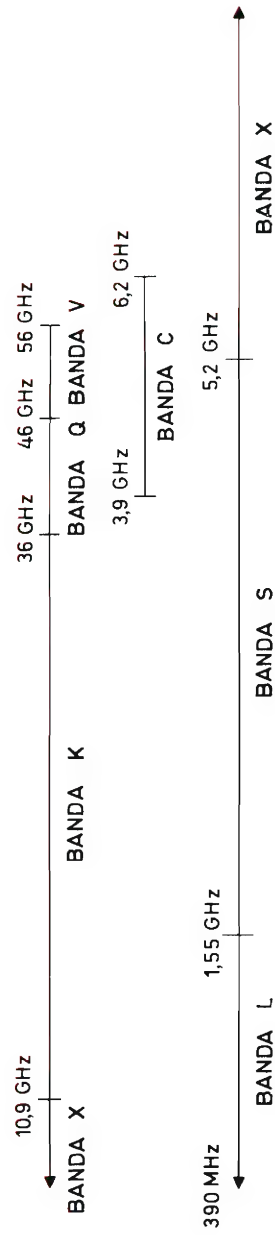
Re



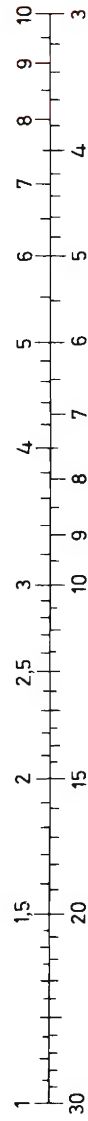
Nuevo fotomultiplicador XP2050 para detección y medida de radiación nuclear en aplicaciones industriales, médicas y científicas. Su fotocátodo es de tipo D y tiene una respuesta espectral de 95 m A/W para 401 nm.

ÍNDICE

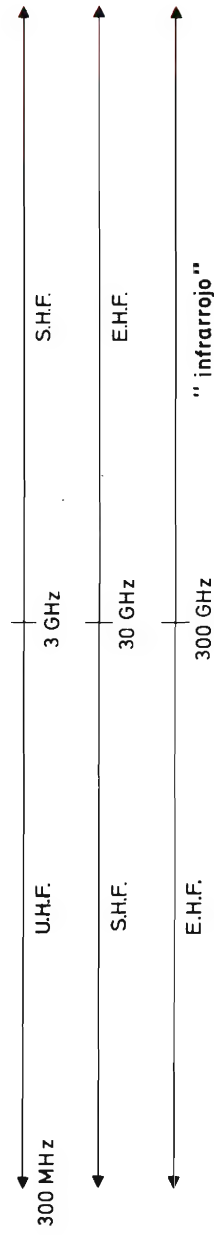
CIRCUITOS DE CONTROL POR C.C. PARA RECEPTORES DE RADIO Y AMPLIFICADORES DE AUDIO	123
DIVISORES LOGICOS CON CIRCUITOS BLOQUE DE LA SERIE 61	131
ETAPAS DE SALIDA DE AUDIO CON CIRCUITOS INTEGRADOS	139
GUIA 1975 DE EQUIVALENCIAS DE SEMI-CONDUCTORES	145
BIBLIOGRAFIA	159



FRECUENCIA (GHz)



LONGITUD DE ONDA λ (cm)



Escalas de conversión de frecuencia/longitud de onda para microondas

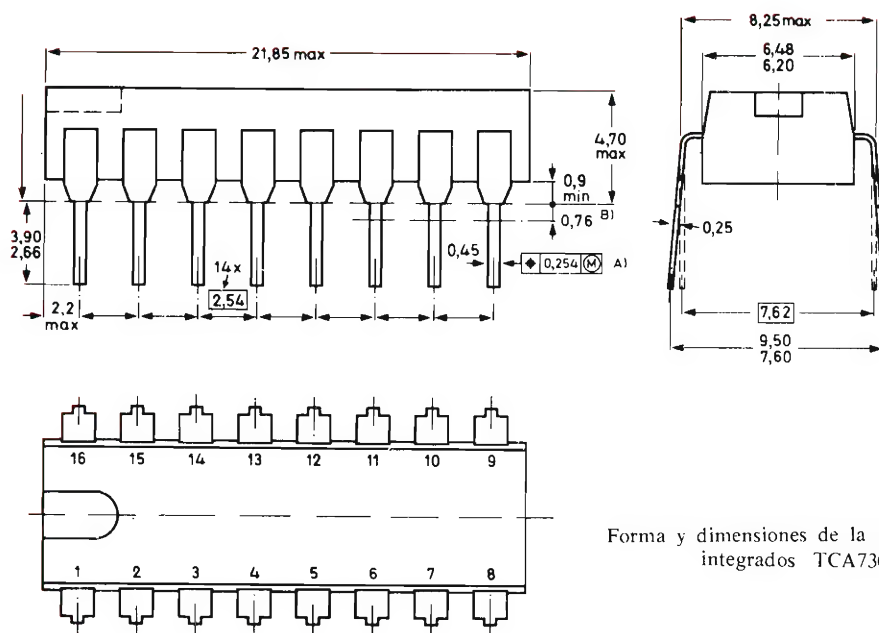
CIRCUITOS DE CONTROL POR C.C. PARA RECEPTORES DE RADIO Y AMPLIFICADORES DE AUDIO

El empleo de conmutadores y controles electrónicos que trabajan por medio de corriente continua ofrece nuevas e interesantes posibilidades para el diseño eléctrico y mecánico de receptores de radio y amplificadores de audio. Puede eliminarse de este modo la utilización de cables blindados, y el control remoto por corriente continua no ofrece dificultad

alguna.

El circuito integrado TCA730 proporciona control de volumen y balance (equilibrio) por corriente continua y control fisiológico (contorno o relieve) opcional.

El circuito integrado TCA740 permite efectuar correcciones independientes de graves y agudos en amplificadores de dos y cuatro canales.



Forma y dimensiones de la cápsula de los circuitos integrados TCA730 y TCA740.

TCA730

La figura 1 muestra el diagrama funcional del circuito integrado TCA730, pero no se da el esquema completo por ser demasiado complicado. En dicha figura se indican los componentes exteriores necesarios para realizar un montaje de control de volumen y de equilibrio en un equipo estereofónico de dos canales. Como puede observarse, existen tres controles manuales: el de volumen, el de balance y el de volumen fisiológico (contorno). Cada control se realiza por medio de un solo potenciómetro con conexiones no blindadas cuya longitud puede ser la que se requiera.

La figura 2 muestra el principio de funcionamiento del control de volumen fisiológico. Para elevados niveles de reproducción, la respuesta de frecuencia debe ser aplanada como muestra la línea A. Esta respuesta puede obtenerse por medio de un amplificador operacional con los resistores $R1$ y $R2$ (circuito figura A). A bajos niveles de reproducción, la respuesta de frecuencia debe seguir la línea B. Esta se puede obtener por medio del circuito de la figura B, en la que $Z4$ representa un filtro de paso de banda en el lazo de realimentación. Conectando ambas redes exteriores a las entradas de amplificadores de c.c., la respuesta de frecuencia de salida puede variar de modo continuo entre la línea A y la línea B.

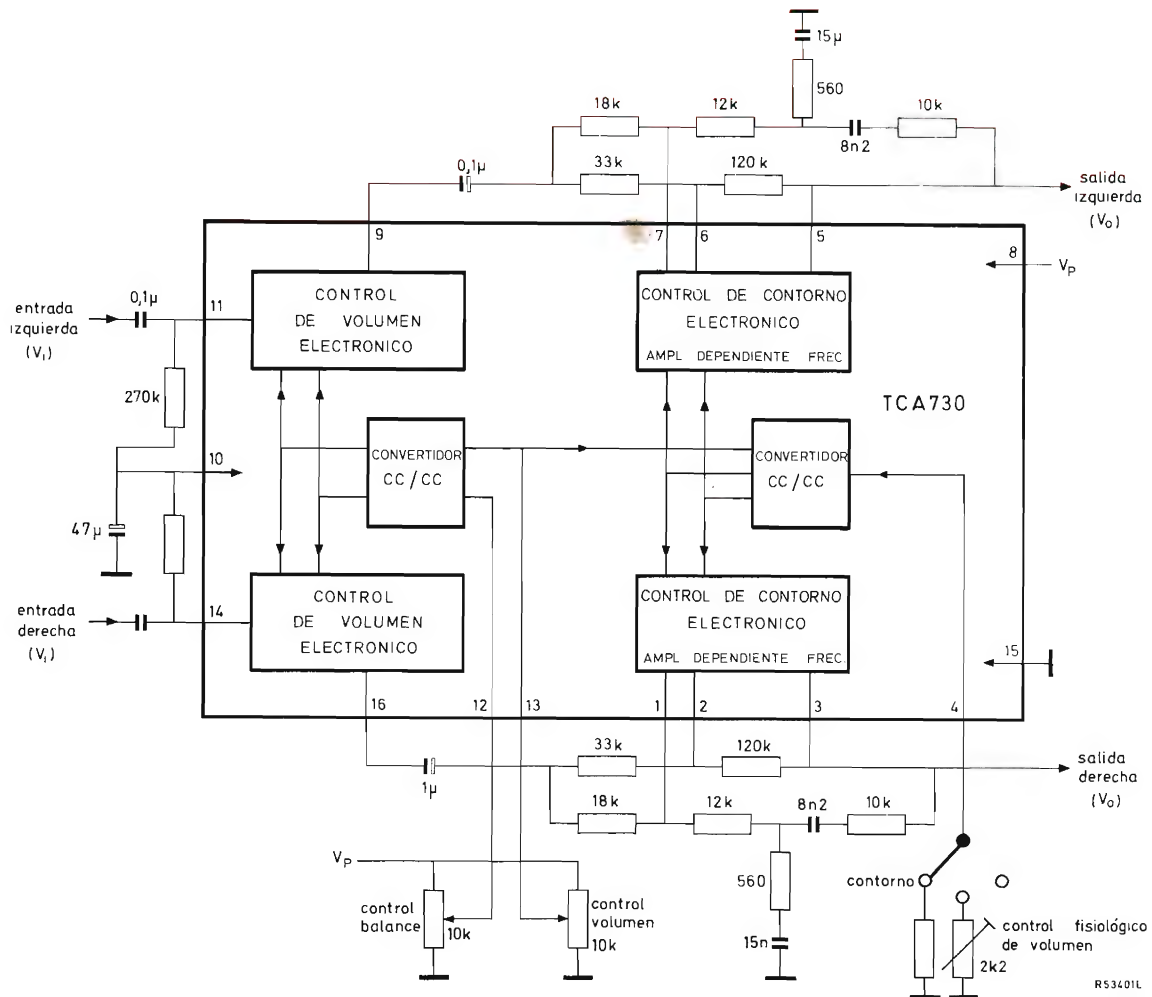


Figura 1. Esquema de bloques del TCA730 y componentes exteriores.

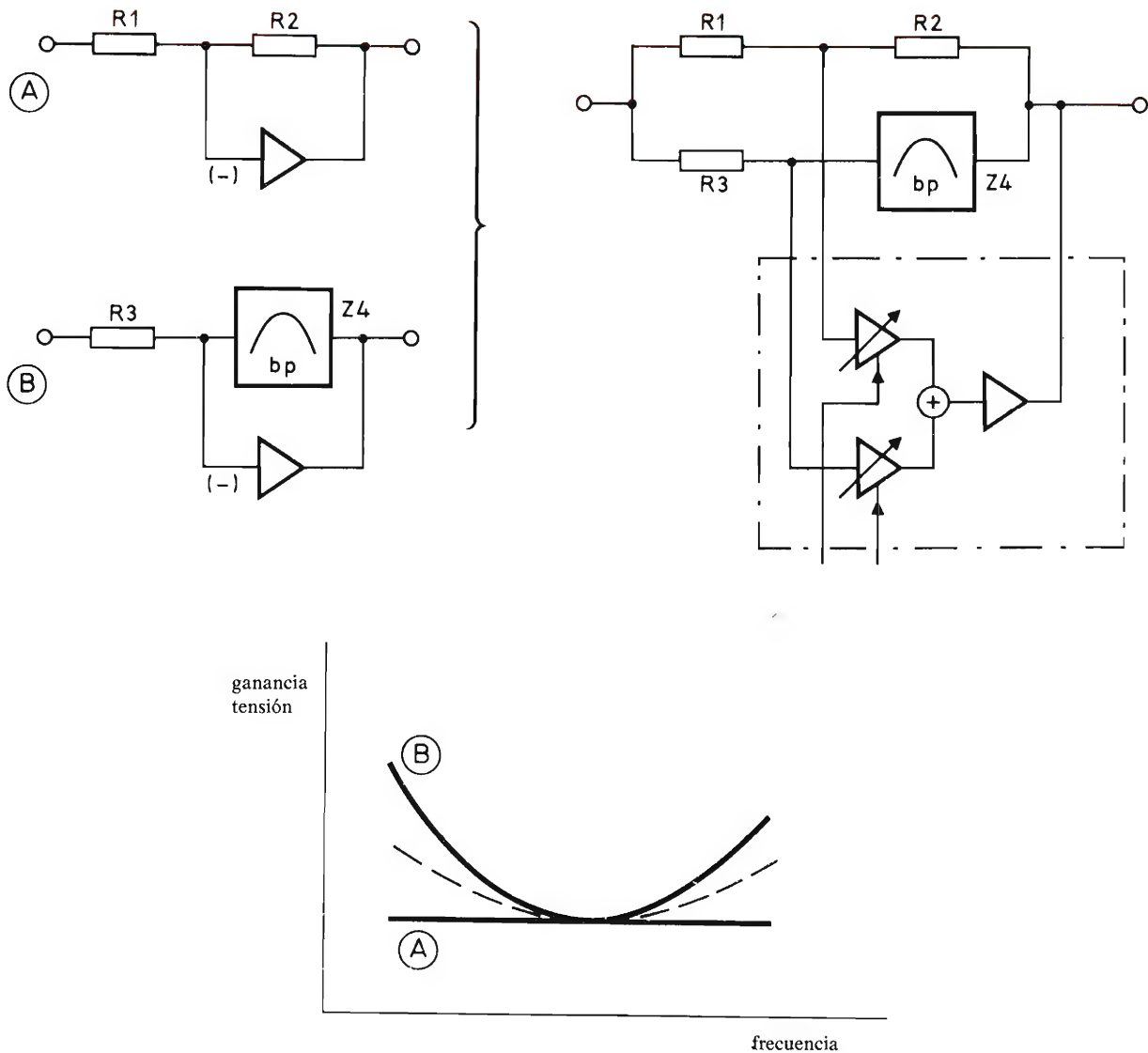
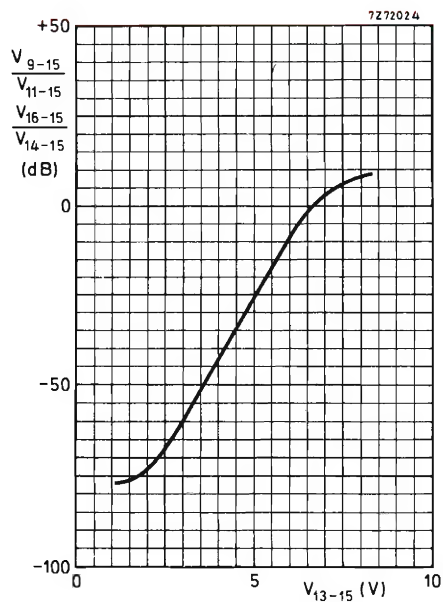


Figura 2. Principio de funcionamiento del control de volumen fisiológico

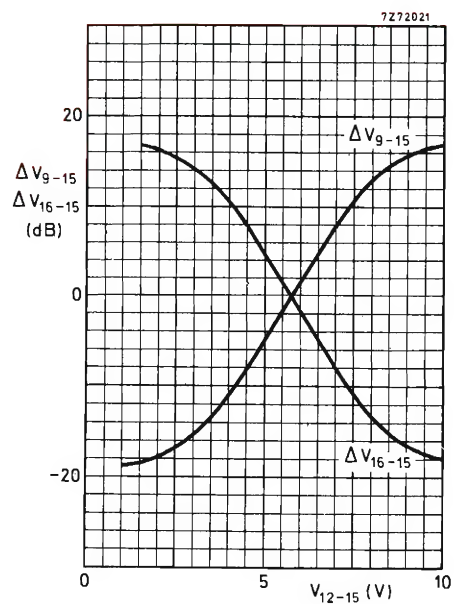
TCA730**Principales características**

Tensión de alimentación (nominal 15 V)	13,5 a 16,5 V
Amplificación típica	20 dB
Margen de control de volumen para $V_i = 100$ mV	90 dB

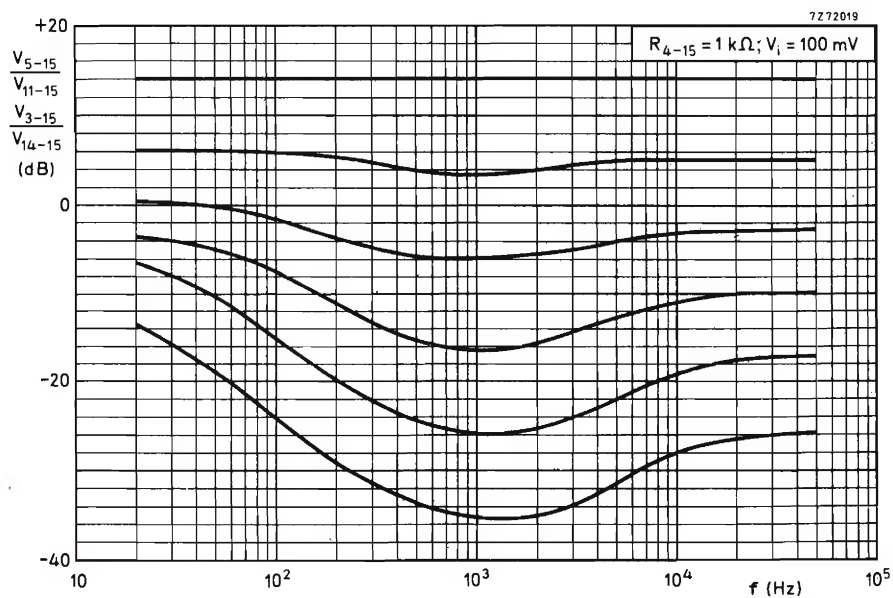
Distorsión para $V_o = 1$ V; $V_i = 100$ mV	0,1 %
Margen control de balance	± 10 dB
Capacidad de señal	1 V
Impedancia de carga (mín.)	4,7 Ω
Tensión de salida (máx.)	1 V
Respuesta de frecuencia (<i>puntos</i> 1 dB)	20 Hz a 20 kHz
Dispersión del balance de canal	2 dB



Control de volumen sin corrección fisiológica a 1 kHz



Control de balance a 1 kHz



Control fisiológico

TCA740

La figura 3 muestra el diagrama funcional del circuito integrado TCA740, así como el detalle de los componentes exteriores y de los controles de "graves" y de "agudos" comunes a dos canales.

El circuito integrado contiene cuatro amplificadores, uno para agudos y otro para graves por canal, y dos convertidores de c.c./c.c.

Este circuito se coloca a continuación del control de volumen y de balance conectando las salidas de éste a las entradas del circuito integrado TCA740.

TCA740

Principales características

Tensión de alimentación (nominal 15 V)	13,5 a 16,5 V
Refuerzo graves a 40 Hz (mín.)	> 15 dB
Corte graves a 40 Hz (mín.)	> 15 dB
Refuerzo agudos a 15 kHz (mín.)	> 15 dB
Corte agudos a 15 kHz (mín.)	> 15 dB
Distorsión para V_O (ef.) = 1 V	0,1 %
Relación señal-ruido	60 dB
Separación de canal	60 dB

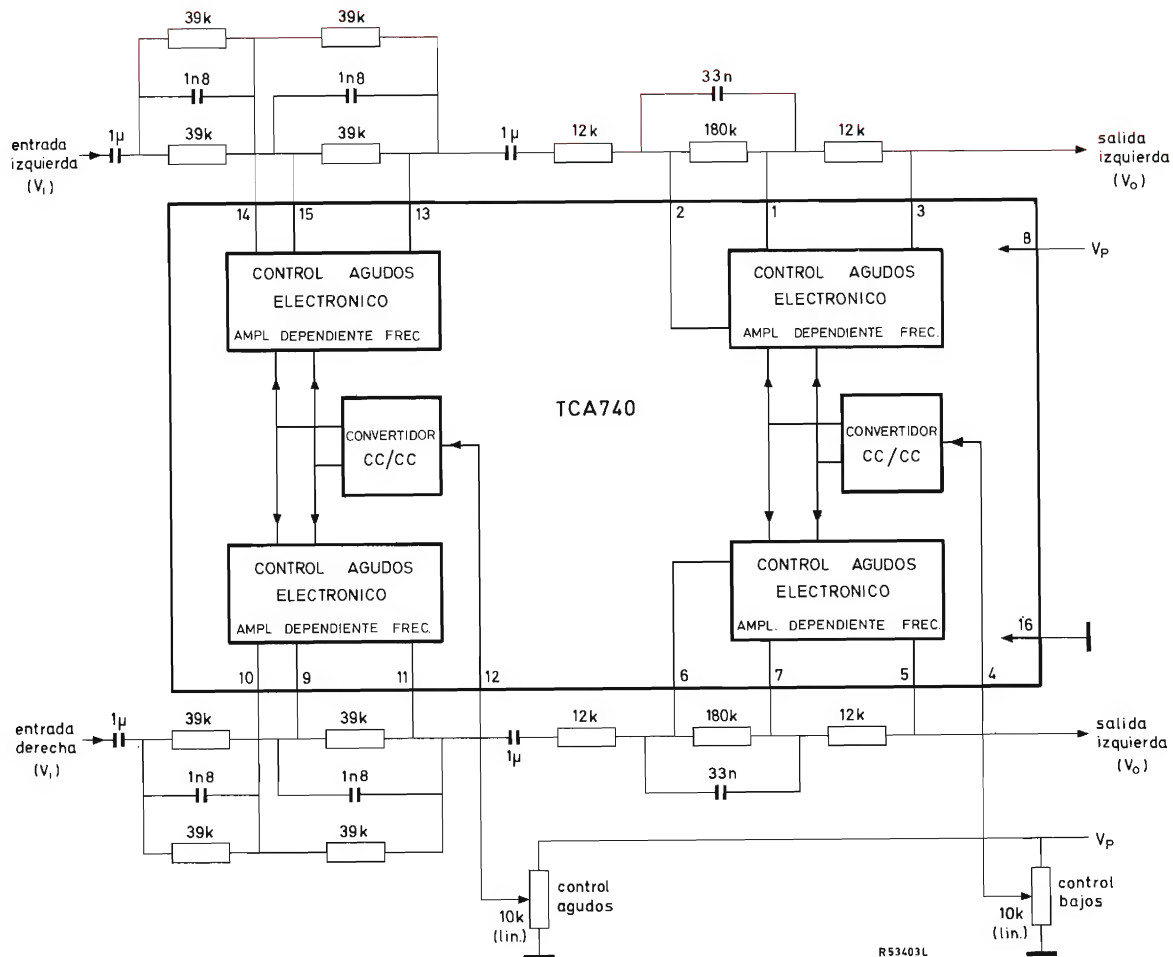


Figura 3. Esquema de bloques del TCA740 y componentes exteriores.

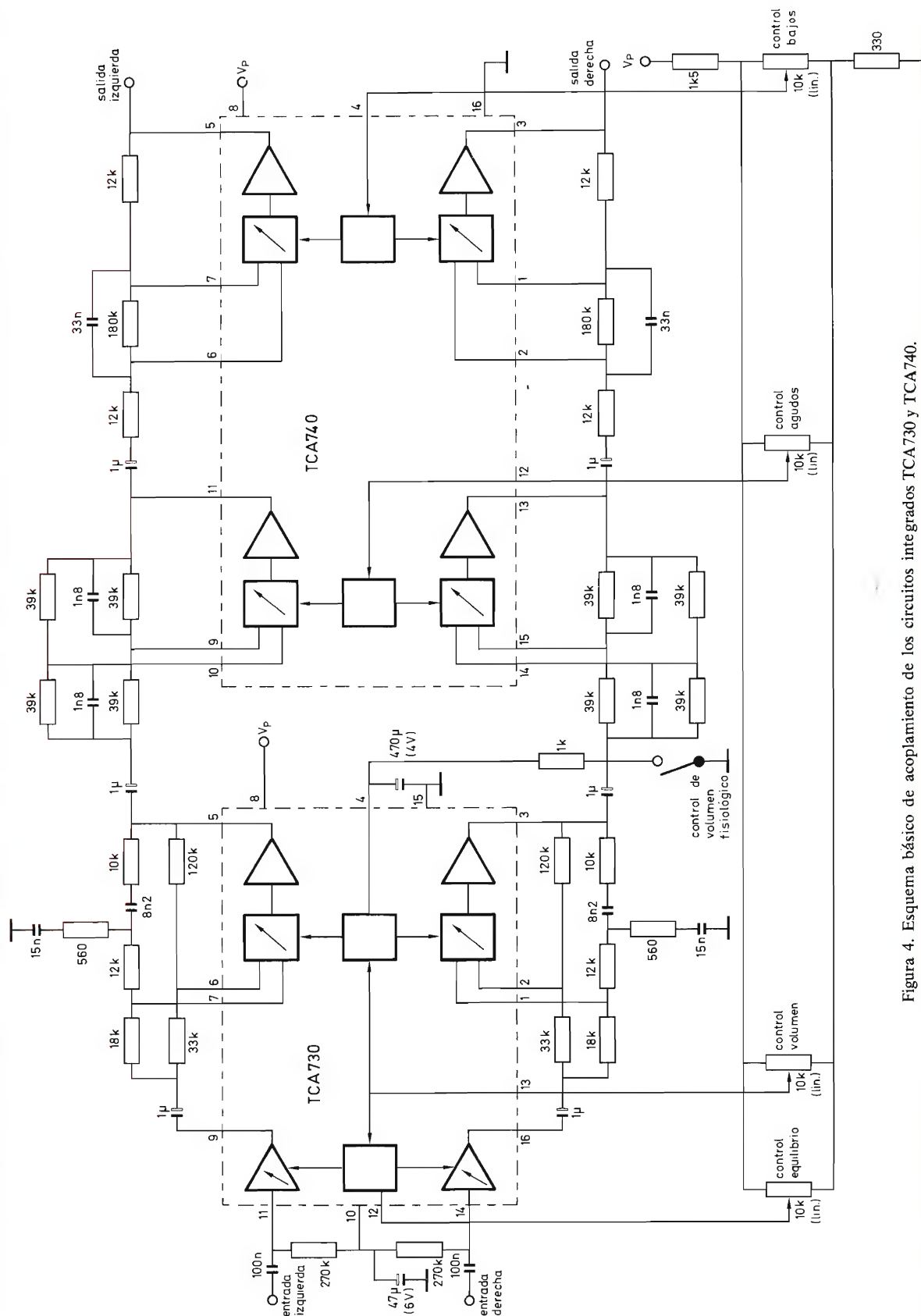
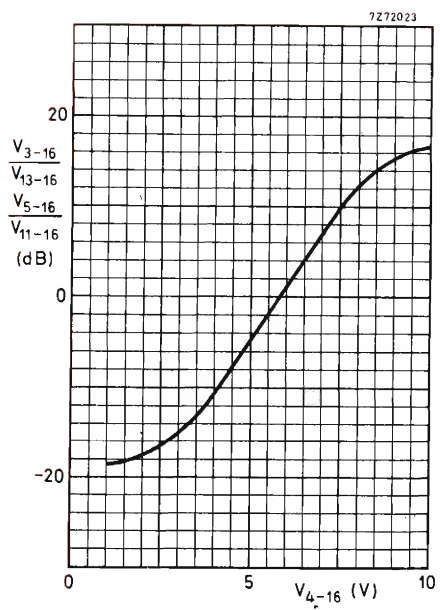
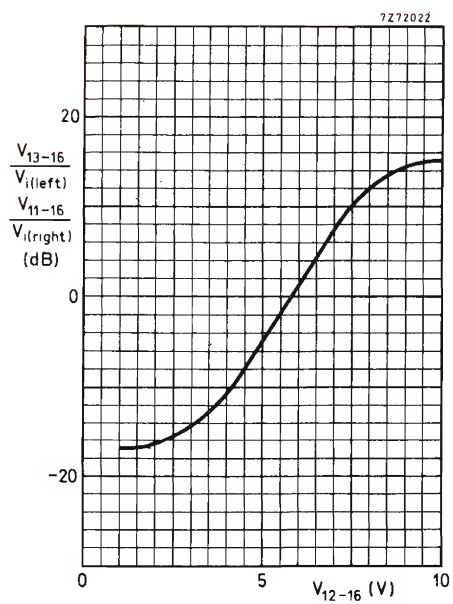


Figura 4. Esquema básico de acoplamiento de los circuitos integrados TCA730 y TCA740.

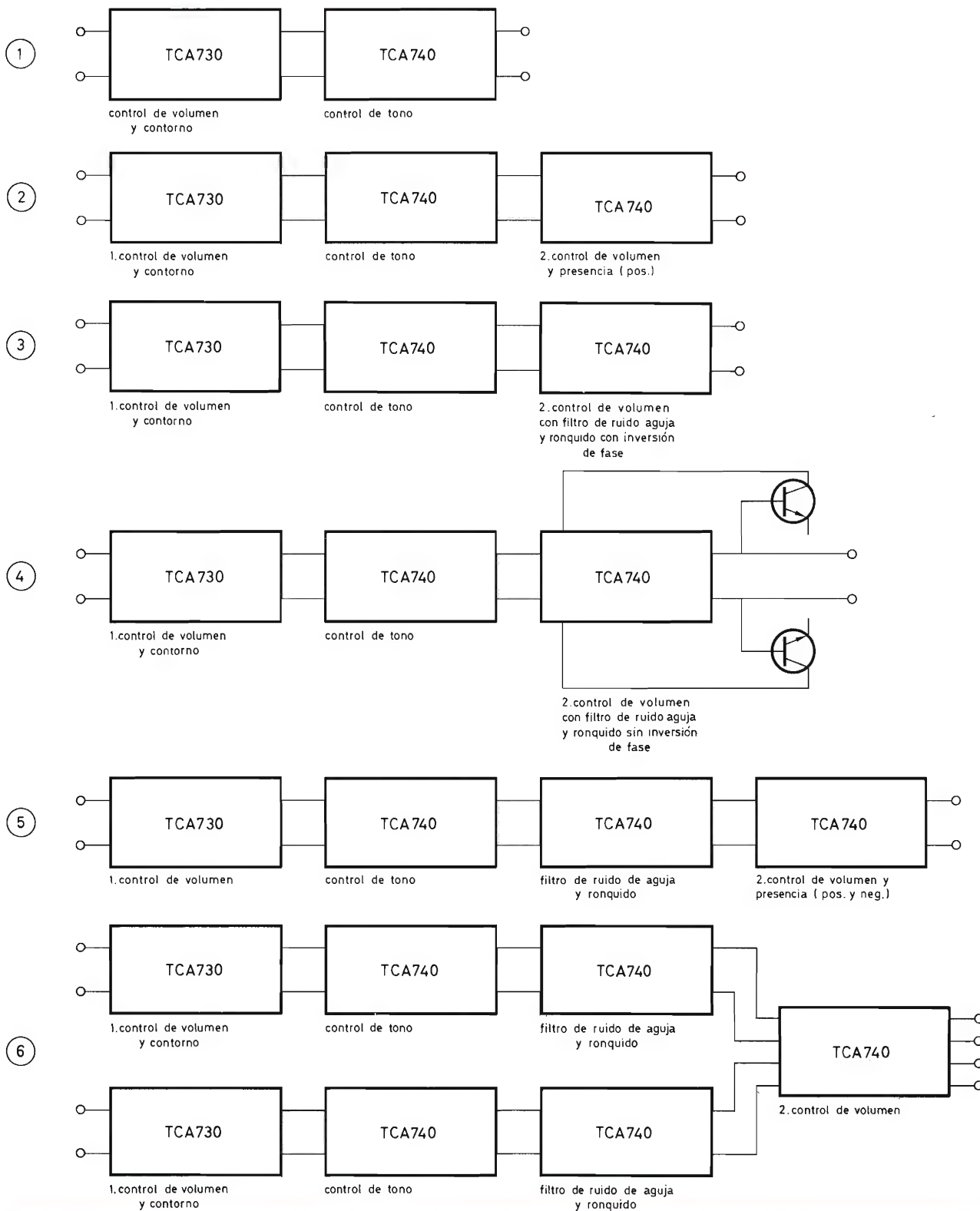


Corrección de agudos para $f = 15$ kHz



Corrección de graves para $f = 40$ Hz

Posibles circuitos de control para estereofonía y cuadrifonía



DIVISORES LOGICOS CON CIRCUITOS BLOQUE DE LA SERIE 61

En este artículo se presentan los circuitos básicos de divisores lógicos fundamentales realizados con módulos de la serie 61. Estos circuitos son de montaje fácil y económico, y tienen numerosas aplicaciones en sistemas lógicos.

Introducción

Los divisores son indispensables en los circuitos lógicos. En este artículo se describen algunos circuitos divisores básicos en los que se emplean circuitos bloque y factores de división 2, 3, 4, 5, 6, 7 y 8. Pueden obtenerse fácilmente factores de división mayores conectando los circuitos descritos en cascada.

La técnica normal para obtener los factores de división que difieren de una potencia de dos consiste en decodificar determinado estado binario para silenciar o saltar cierto número de pasos. Debido a la producción de un estado transitorio, se produce como consecuencia un impulso falso. Este contratiempo se evita en los circuitos descritos mediante el empleo de puertas de condición de puesta a 1 (*set*) y puesta a 0 (*reset*), gracias a las cuales la condición indicada por la tabla de verdad se establece con el adelanto de un paso.

Otra ventaja de los circuitos descritos es que se necesitan pocos componentes exteriores, de manera que su montaje es fácil y económico.

En todos los esquemas de los circuitos, las salidas que dan el factor de división especificado están señaladas por un circuito que rodea la letra correspondiente.

La máxima frecuencia de trabajo es de 10 kHz.

Divisor por dos

La figura 1 muestra el circuito de un divisor por 2 realizado con el circuito bloque 2.NOR61 conectado como elemento bistable.

Asimismo pueden verse las correspondientes señales de entrada y salida.

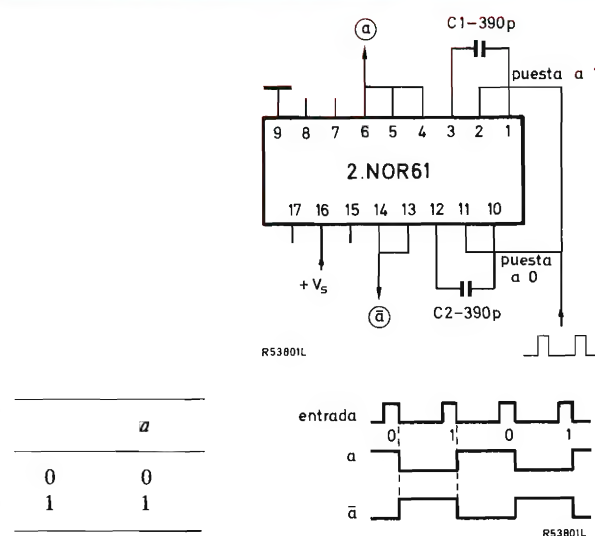
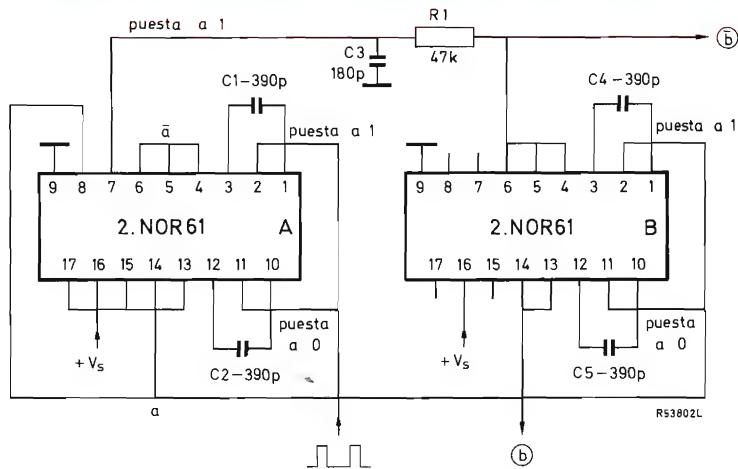


Figura 1. Divisor por 2



	b	a
0	1	0
1	1	1
2	0	1

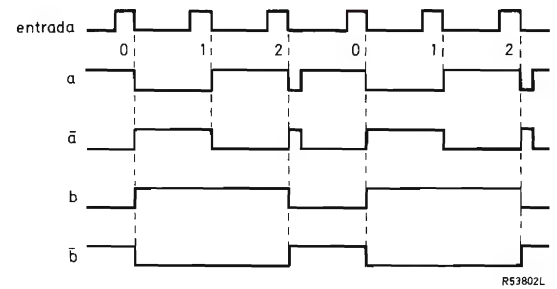
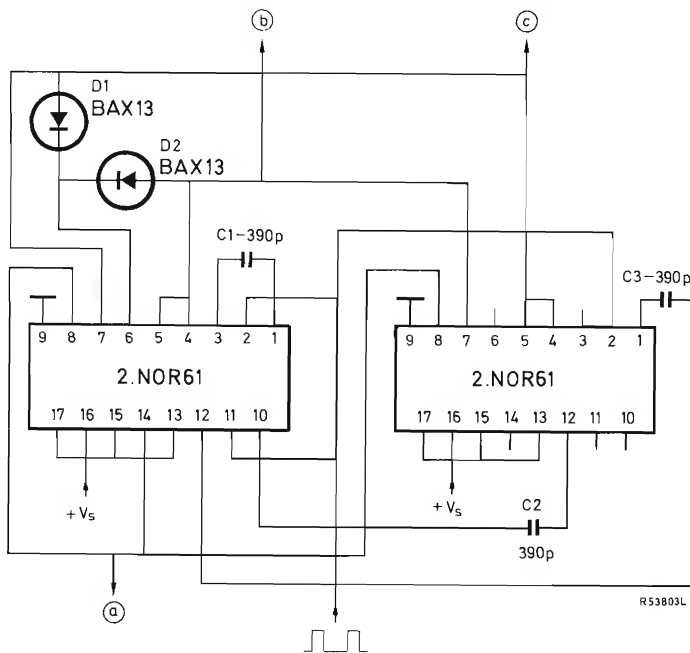


Figura 2. Divisor por 3



	c	b	a
0	0	0	1
1	0	1	0
2	1	0	0

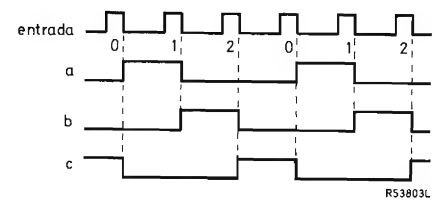


Figura 3. Divisor por 3

Divisor por tres

Para obtener un factor de división igual a tres, se emplea la siguiente condición de puesta a uno de c.c. en el circuito contador asíncrono de dos etapas de la figura 2.

Puesta a uno A para $\bar{b} = 1$

Puesto que esta condición no existe un paso antes, se necesita la red de retardo R_1C_3 para buen funcionamiento del circuito. Sin embargo, debido a la red de retardo se observará un impulso falso en las salidas a y \bar{a} .

Divisor por tres

El circuito de la figura 3 no produce impulsos falsos. Es un circuito contador en anillo que consta de tres etapas. Las condiciones de puesta a uno son:

Puesta a uno A para $c = 1$

Puesta a uno B para $a = 1$

Puesta a uno C para $b = 1$

Como muestra la tabla de verdad, sólo una etapa está bloqueada en un momento dado. De esta forma, una etapa debe conducir si una cualquiera de las otras dos está bloqueada. Como consecuencia se tienen las siguientes condiciones de puesta a cero de c.c.

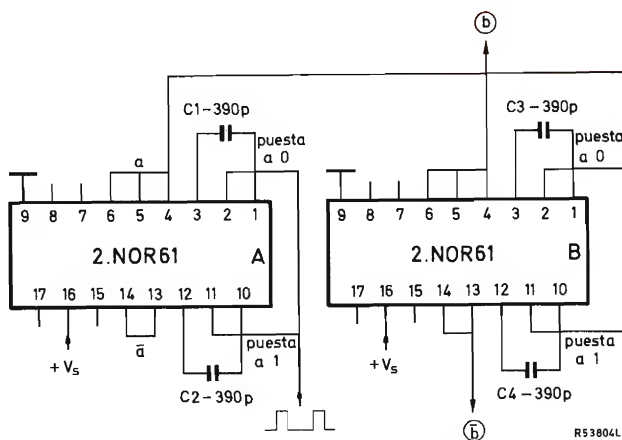
Puesta a cero A para $b + c = 1$

Puesta a cero B para $c + a = 1$

Puesta a cero C para $a + b = 1$

Divisor por cuatro

La figura 4 representa un circuito divisor por cuatro realizado con dos circuitos bloque 2.NOR61 en forma de contador asíncrono.



	b	a
0	0	0
1	0	1
2	1	0
3	1	1

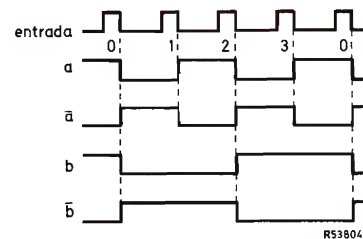


Figura 4. Divisor por 4

Divisor por cinco

En el circuito de la figura 5, la salida de la unidad *B* o la de *C* puede ser empleada para obtener un factor de división igual a 5. El impulso de salida de *B* tiene una duración doble de la del impulso generado por *C*. Las condiciones de puesta a uno y puesta a cero derivadas de la tabla de verdad son las siguientes:

Puesta a uno *A* para $\bar{a} \cdot \bar{c} = 1$

Puesta a cero *C* para $c = 1$

Puesto que este circuito puede tomar ocho entradas, de las cuales sólo cinco se emplean aquí, hay tres estados no deseados, o ilegítimos, que son 101, 110 y 111 (salidas *c*, *b* y *a* respectivamente). Sin embargo, inmediatamente después del primer impulso, el circuito pasa al estado legítimo que corresponde a la tabla de verdad gracias a las condiciones de puesta a uno y puesta a cero establecidas. Los cambios en respuesta al impulso de entrada son los siguientes: 101 → 010, 110 → 010, 111 → 000.

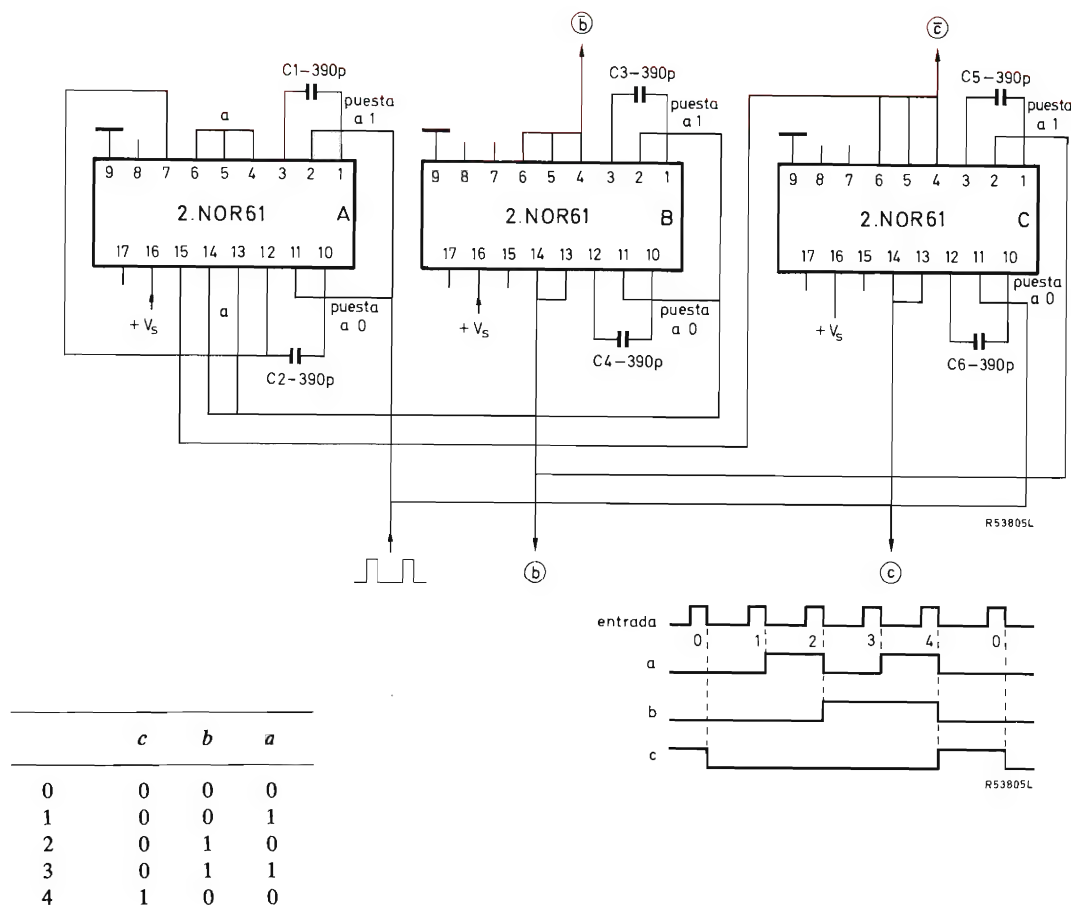


Figura 5. Divisor por 5

Divisor por seis

El divisor por seis, como la mayor parte de los otros circuitos, puede basarse en distintas tablas de verdad, pero el circuito de la figura 6 produce unos impulsos de salida que constan de tres ondas cuadradas con una diferencia de fase de 120° . Esta forma de onda es adecuada para circuitos de control de motores (control de velocidad mediante variación del número de impulsos). Las condiciones de puesta

a uno y puesta a cero derivadas de la tabla de verdad son las siguientes:

Puesta a uno A para $\bar{a} \cdot \bar{c} = 1$

Puesta a cero A para $a \cdot c = 1$

Puesta a uno B para $a \cdot b = 1$

Puesta a cero B para $\bar{a} \cdot b = 1$

Puesta a uno C para $b \cdot \bar{c} = 1$

Puesta a cero C para $\bar{b} \cdot c = 1$

Hay dos estados ilegítimos (010 y 101) entre los

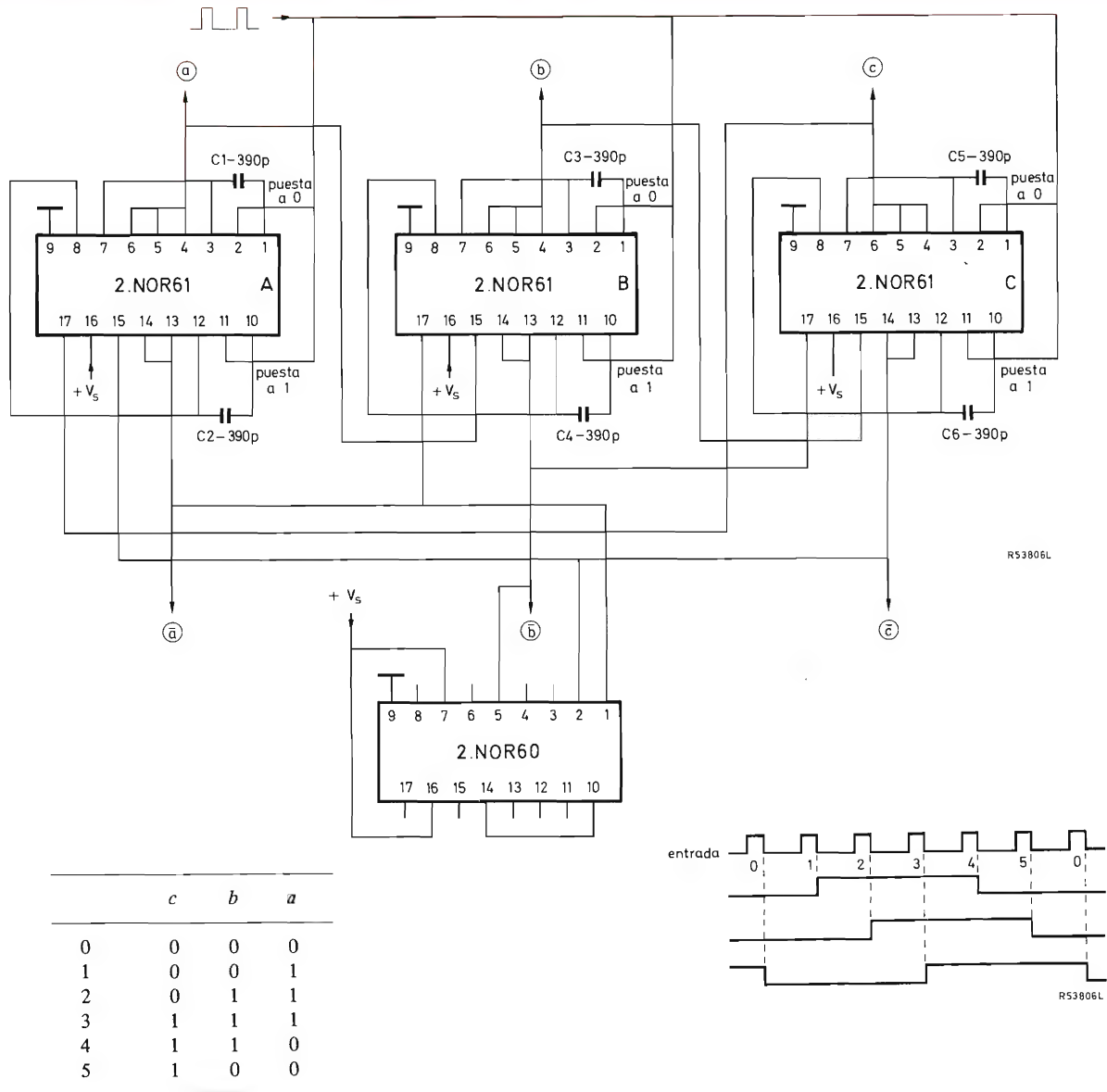


Figura 6. Divisor por 6

cuales el circuito trabajaría indefinidamente en respuesta a los impulsos de entrada si tomara uno de estos estados. Para ello se incluye una unidad 2. NOR60 de modo que pueda satisfacerse la siguiente condición de puesta a cero de c.c.

Puesta a uno B para $\overline{a} \cdot \overline{c} = 0$

Suponiendo que se produzca el estado 010, el circuito pasa a 101 en respuesta al primer impulso de entrada. Debido a la puesta a cero de c.c., el divisor cambia espontáneamente este estado a 111, el cual es un estado legítimo (como puede verse en la tabla de verdad).

Divisor por siete

Las condiciones de puesta a uno y puesta a cero

del circuito de la figura 7, como se deducen de la tabla de verdad, son las siguientes:

No puesta a cero A para $a(\overline{b} + c) = 0$

Puesta a cero B para $a \cdot b = 1$

Hay sólo un estado ilegítimo (100). Debido a las condiciones de puesta a uno y puesta a cero incorporados, esta entrada cambia a 101 en respuesta al impulso de entrada.

Divisor por ocho

La figura 8 muestra un contador realizado con tres circuitos bloque 2.NOR61 adecuado para trabajar como divisor por ocho.

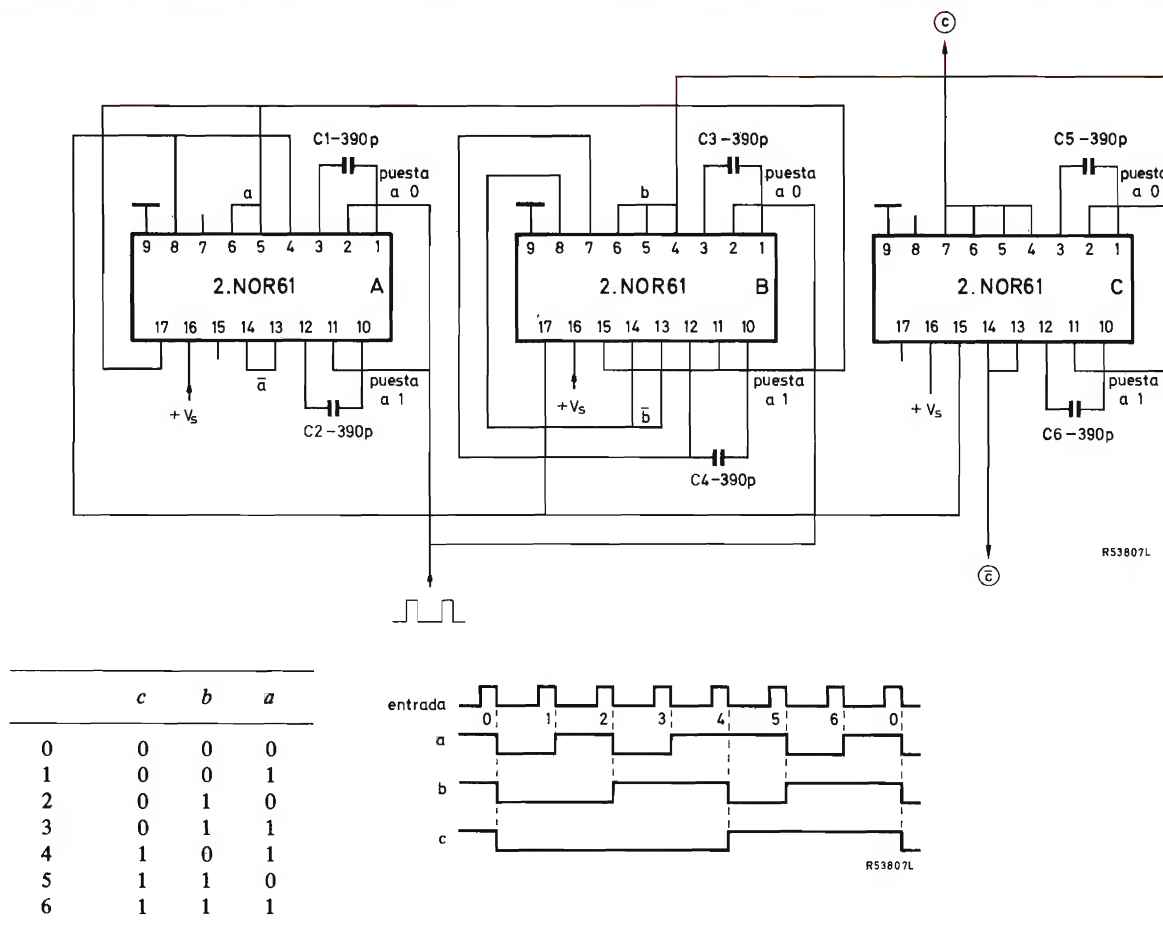
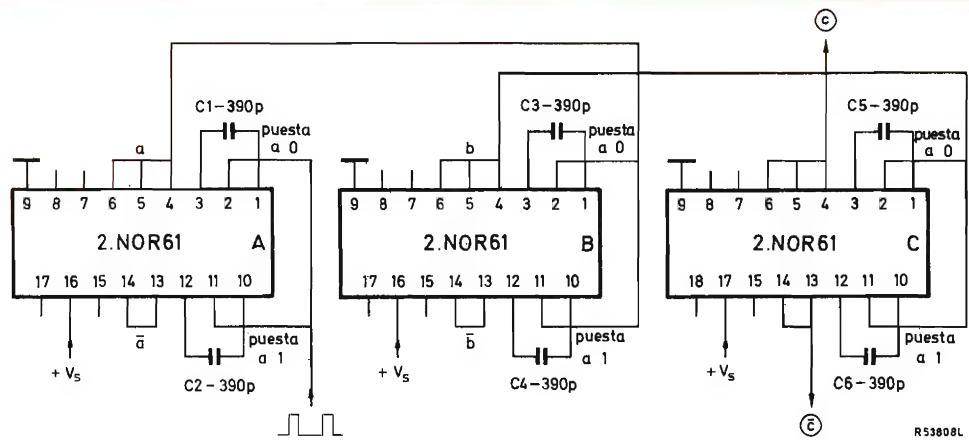
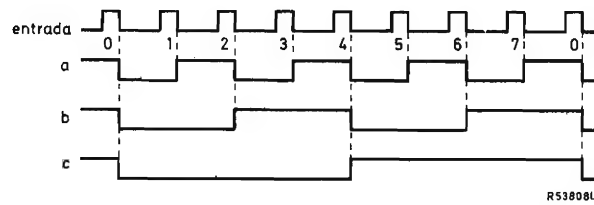


Figura 7. Divisor por 7



	c	b	a
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1



CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA TUBOS DE RAYOS CATODICOS

Este código de designación de tipos se refiere a los tubos de rayos catódicos para todas las aplicaciones, tales como: tubos de imagen para televisión y radar, tubos osciloscópicos, tubos de monitor y visores.

La designación de tipo consta de: UNA LETRA SEGUIDA DE DOS GRUPOS DE CIFRAS UNIDOS POR GUIÓN Y UNA O DOS

LETRAS

Ejemplo y explicación:

D10-11GH
A59-11W

La primera letra indica la aplicación y/o la construcción del tubo	La primera cifra o grupo de cifras indica las dimensiones de la pantalla	La segunda cifra o grupo de cifras	Las letras finales indican las propiedades de la pantalla
--	--	------------------------------------	---

A tubo de imagen de TV para aplicaciones domésticas	Para los tubos rectangulares, la diagonal de la pantalla en cm	Número de serie	La primera letra indica el color de la fluorescencia (o fosforescencia en el caso de pantallas de persistencia larga o muy larga) de acuerdo con las regiones de la Carta Kelly de designación de colores donde sea aplicable:
D tubo osciloscopio, de haz sencillo	Para los tubos circulares, el diámetro de la pantalla en cm		A púrpura rojizo, púrpura, púrpura azulado
E tubo osciloscopio, de haz múltiple			B azul púrpúreo, azul, azul verdoso
F tubo de imagen para radar, visión directa			D azul-verde
L tubo de almacenamiento de imagen			G verde azulado, verde, verde-amarillento
M tubo de imagen de TV para aplicaciones profesionales, visión directa			K amarillo-verde
P tubo de imagen para aplicaciones profesionales, proyección			L anaranjado, anaranjado-rosa
Q analizador de punto móvil			R anaranjado-rojizo, rojo, rosa, rosa-púrpúreo, rojo-púrpúreo, rojo-púrpura
			Y amarillo-verdoso, amarillo, anaranjado-amarillento
			W indica el fósforo de tubo de imagen de televisión "blanco standard"
			X indica pantallas tricolor
			La segunda letra es una letra de serie para indicar otras diferencias específicas en las propiedades de la pantalla.
			Descripción de persistencia
			(Tiempo para disminuir al 10% de la emisión luminosa inicial)
			menos de 1 μ s muy corta 1 ms a 100 ms media
			1 μ s a 10 μ s corta 100 ms a 1 s larga
			10 μ s a 1000 μ s medio corta más de 1 s muy larga

GRUPOS DE LETRAS ASIGNADOS A LOS FOSFOROS EXISTENTES

Denominación		Número E.I.A.	Color		Persistencia (10%)
Nueva	Antigua		Fluorescencia	Fosforescencia	
BA	C		Azul púrpúreo		Muy corta
BC	V		Azul púrpúreo		
BD	A		Azul		Muy corta
BE	B	P11	Azul	Azul	Medio corta
BF	U		Azul		Medio corta
GB	M	P32	Azul púrpúreo	Verde amarillento	Larga
GE	K	P24	Verde	Verde	Corta
GH	H	P31	Verde	Verde	Medio corta
GJ	G	P1	Verde amarillento	Verde amarillento	Media
GK	G ¹⁾		Verde amarillento	Verde amarillento	Media
GL	N	P2	Verde amarillento	Verde amarillento	Medio corta
GM	P	P7	Azul púrpúreo	Verde amarillento	Larga
GN	J		Azul	Verde	Medio corta
GP		P2	Verde azulado	Verde	Medio corta
GR		P39	Verde	Verde	Larga
GU			Blanco	Blanco	Muy corta
LA	D		Anaranjado	Anaranjado	Media
LB	E		Anaranjado	Anaranjado	Larga
LC	F		Anaranjado	Anaranjado	Muy larga
LD	L	P33	Anaranjado	Anaranjado	Muy larga
W	W	P4	Blanco para tubos de imagen de TV		
X	X	P22	Tricolores para tubos de imagen de TV		
YA	Y		Anaranjado/amarillento	Anaranjado/amarillento	Media

¹⁾ Usado para TV en color.

TUBOS DE RAYOS CATODICOS (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos letras mayúsculas seguidas de dos grupos de cifras (por ejemplo: DG13-2, MW31-16).

Primera letra: indica el método de enfoque y desviación.
Segunda letra: indica las propiedades de la pantalla.
Primer grupo de cifras: indica las dimensiones de la pantalla.
Segundo grupo de cifras: indica un número de serie.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

Primera letra

A —Enfoque electrostático y desviación electromagnética.
D —Enfoque electrostático y desviación electrostática en dos direcciones.
M—Enfoque electromagnético y desviación electromagnética.

Segunda letra

Indica las propiedades del fósforo de la pantalla.

Primer grupo de cifras

Para los tubos circulares : diámetro de la pantalla en cm.
Para los tubos rectangulares: diagonal de la pantalla en cm.

Segundo grupo de cifras—

Número de serie.

ETAPAS DE SALIDA DE AUDIO CON CIRCUITOS INTEGRADOS

La aplicación de los nuevos circuitos integrados para etapas de salida de audio permite la simplificación del montaje y la obtención de múltiples e importantes ventajas en lo que a funcionamiento y rendimiento se refiere.

En las siguientes páginas presentamos los circuitos básicos de aplicación de los circuitos integrados TCA160, TCA760, TDA1004 y TDA2610 a las etapas de salida de audiofrecuencia.

Los circuitos integrados TCA160 y TCA760 son adecuados para potencias de salida moderadas y han sido diseñados para ser empleados tanto en equipos alimentados por medio de batería como por la red eléctrica. Gracias a sus especiales características (estabilización, compensación de temperatura, realimentación de 20 dB) ofrecen las siguientes ventajas:

- distorsión cruzada despreciable en todo el margen de tensión de alimentación, y
- pequeña corriente de reposo, que no requiere ajuste exterior.

Otras características son:

- bajo ruido de salida,
- elevada corriente de pico (1 A),
- elevadas tensiones de alimentación sin carga,
- elevada ganancia (lazo cerrado 50 dB para realimentación de 20 dB),
- funcionamiento seguro con respecto a segunda ruptura,
- elevado rechazo de zumbido,

- pequeña tensión de ruido a la salida, y
- circuito de estabilización interno

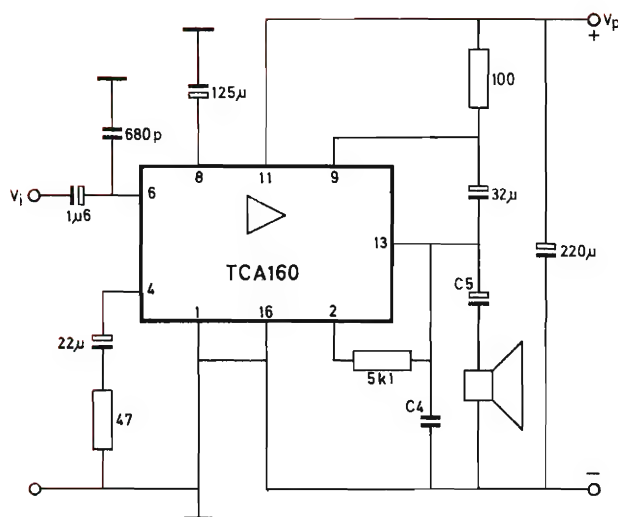
El circuito integrado TDA1004, especialmente diseñado para autorradio, puede ser empleado también en tocadiscos, etc. Puede suministrar una potencia de 6 vatios. Se caracteriza por:

- protección térmica y contra cortocircuitos continuos de la impedancia de carga,
- tensión de alimentación reversible hasta 13 V,
- secciones preamplificador y de salida separadas,
- requiere pocos componentes exteriores,
- excelente rechazo de ondulaciones de la alimentación, e
- impedancia de entrada baja.

El circuito integrado TDA2610, aunque específicamente diseñado para secciones de audio en receptores de televisión, puede ser empleado en tocadiscos y otros equipos de audio. Como características especiales destacamos:

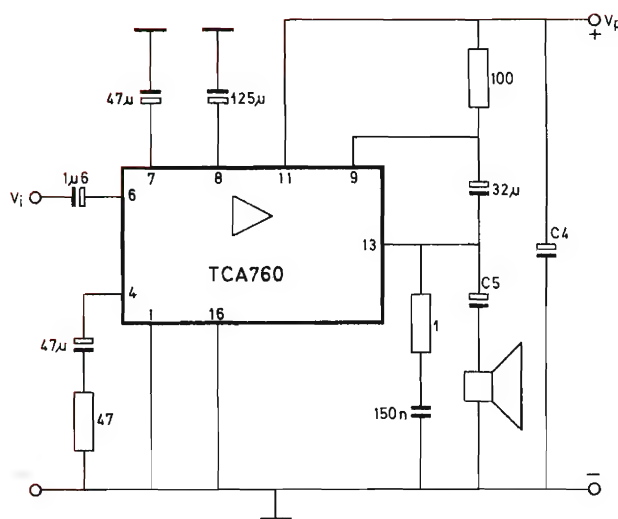
- protección térmica y contra cortocircuitos continuos en la impedancia de carga,
- funcionamiento con amplio margen de tensiones de alimentación hasta 35 V, y
- requiere pocos componentes exteriores

Etapla de salida de audio con circuito integrado TCA160



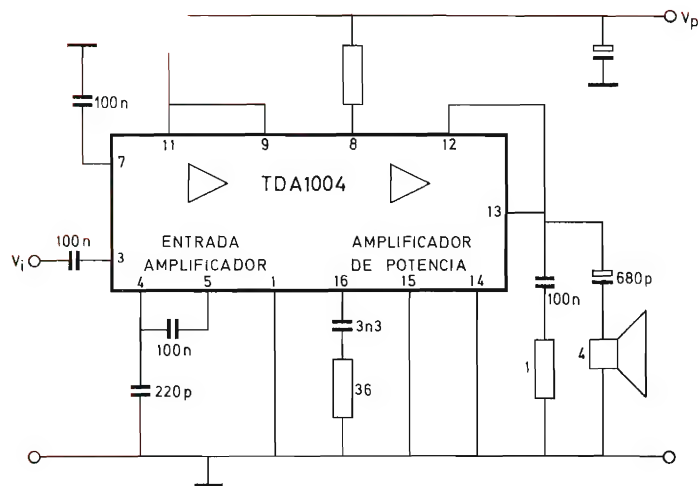
Tensión de alimentación (V ₁₁₋₁₆)	7,5	9	9	12	12	14	V
Impedancia de carga	4	4	8	4	8	8	Ω
Potencia de salida	1,2	1,6	1,3	2,7	2,2	2,8	W
Potencia de salida (d= 10 %)	1,1	1,5	1,2	2,5	2,0	2,6	W
Sensibilidad							
para 50 mW	1,4	1,4	2	1,4	2,0	2,0	mV
para d= 10 %	7,3	8,0	10	10,0	13,0	14,0	mV
Consumo de corriente							
para máxima potencia de salida	225	300	190	390	250	275	mA
Corriente de reposo	8,1	8,7	8,7	8,6	8,6	8,6	mA
Versión recomendada	TCA160B	TCA160C	TCA160B	TCA160C	TCA160C	TCA160C	—
Valores de C4	330	330	150	330	150	150	nF
Valores de C5	1000	1000	470	1000	470	470	µF
Impedancia de entrada	15	15	15	15	15	15	kΩ
Respuesta de frecuencia	145 Hz a 110 kHz						

Etapa de salida de audio con circuito integrado TCA760

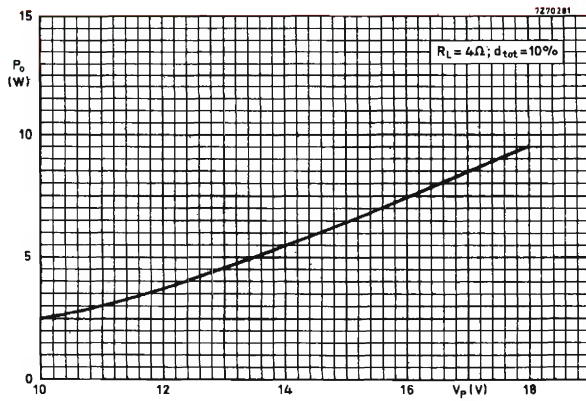
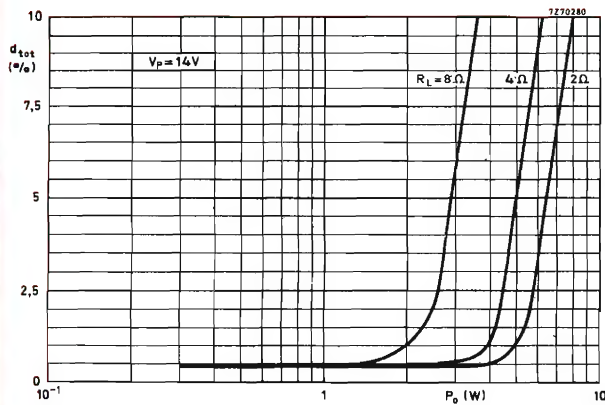


Tensión de alimentación	6	6	7,5	7,5	9	10	V
Impedancia de carga	4	8	4	8	8	8	Ω
Potencia de salida ...	0,66	0,48	1,1	0,8	1,2	1,5	W
Potencia de salida (d= 10 %)	0,62	0,46	1,0	0,78	1,1	1,45	W
Sensibilidad							
para 50 mW	1,4	2,0	1,4	2,0	2,0	2,0	mV
para d= 10 %...	4,8	7,0	8,0	9,0	10,0	12,0	mV
Consumo de corriente para máxima potencia de salida	185	125	225	165	190	215	mA
Corriente de reposo ..	10	10	10	10	10	10	mA
Valores de C4	470	220	470	220	220	220	µF
Valores de C5	1000	470	1000	470	470	470	µF
Impedancia de entrada	15	15	15	15	15	15	kΩ

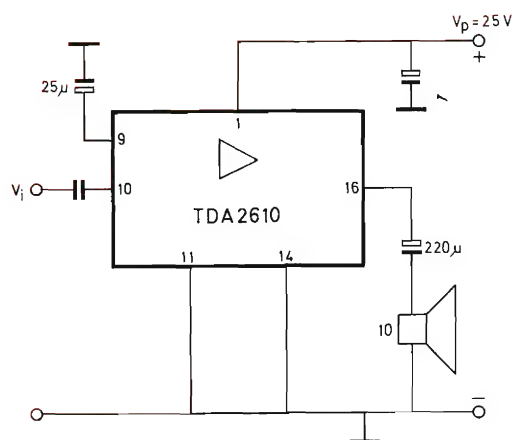
Etapla de salida de audio con circuito integrado TDA1004



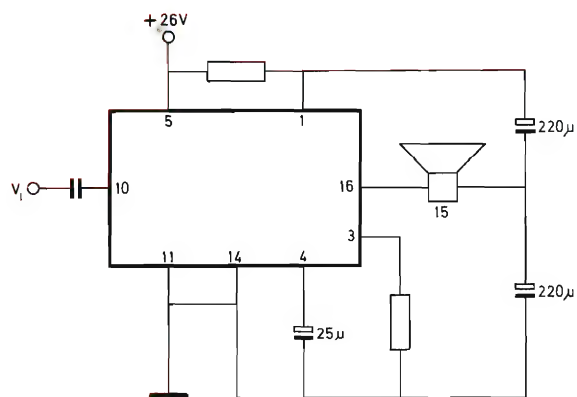
Tensión de alimentación	14	10	12	14	16	14	V
Impedancia de carga	8	4	4	4	4	2	Ω
Potencia de salida (d=10%)	3	3	4,5	6	8	10	W



Etapas de salida de audio con circuito integrado TDA2610



Potencia de salida (d= 10 %)	7 W
Corriente de salida (pico repetitivo)	1,2 A
Tensión de entrada para P= 4 W	90 mV
Corriente de reposo total	22 mA



Potencia de salida (d= 10 %)	4 W
Corriente de salida (pico repetitivo)	0,8 A
Tensión de entrada para máxima potencia de salida	100 mV
Impedancia de entrada	45 kΩ

CODIGOS DE DESIGNACION DE TIPO PARA SEMICONDUCTORES

Este código de designación de tipo se refiere a todos los elementos semiconductores con o sin uniones y a los dispositivos múltiples.

Un dispositivo múltiple se define como una combinación de dispositivos activos similares o no, contenida en una cápsula común que no puede desmontarse y que todos los electrodos de los dispositivos individuales son accesibles desde el exterior.

Múltiples de dispositivos similares así como múltiples consistentes en un dispositivo principal y otro auxiliar se designan de acuerdo con el código para dispositivos discretos que se describe más abajo.

Los múltiples de dispositivos no similares de distinta naturaleza se designan con la segunda letra G.

La designación de tipo consta de:

DOS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

La primera letra distingue entre dispositivos con uniones y sin uniones e indica el material semiconductor utilizado.

- Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 0,6 a 1,0 eV, tales como germanio
- Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 1,0 a 1,3 eV, tales como silicio
- Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 1,3 eV en adelante, tales como arseniuro de galio
- Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de menos de 0,6 eV, tales como antimonio de indio
- Dispositivos sin uniones, que utilizan materiales como los empleados en generadores Hall y células fotoconductoras

La segunda letra indica esencialmente la aplicación principal o aplicación principal y construcción en el caso que se requiera una mayor diferenciación.

- Diodo detector, diodo de alta velocidad, diodo mezclador
- Diodo de capacidad variable
- Transistor para aplicaciones de A.F. ($R_{th j-mb} > 15^\circ\text{C/W}$)
- Transistor de potencia para aplicaciones de A.F. ($R_{th j-mb} \leq 15^\circ\text{C/W}$)
- Diodo túnel
- Transistor para aplicaciones de R.F. ($R_{th j-mb} > 15^\circ\text{C/W}$)
- Múltiple de dispositivos no similares
- Sonda de campo
- Generador Hall en un circuito magnético abierto, por ejemplo, sonda de magnetograma o de señal
- Transistor de potencia para aplicaciones de R.F. ($R_{th j-mb} \leq 15^\circ\text{C/W}$)
- Generador Hall en un circuito magnético cerrado excitado eléctricamente, por ejemplo, multiplicador o modulador Hall
- Elemento sensible a radiaciones
- Elemento generador de radiaciones
- Dispositivo de control y conmutación disparado eléctricamente, con una característica de ruptura ($R_{th j-mb} > 15^\circ\text{C/W}$)
- Transistor de potencia para aplicaciones de conmutación ($R_{th j-mb} > 15^\circ\text{C/W}$)
- Dispositivo de potencia para control y conmutación disparado eléctricamente o por medio de la luz, que tiene una característica de ruptura ($R_{th j-mb} \leq 15^\circ\text{C/W}$)
- Transistor de potencia para aplicaciones de conmutación ($R_{th j-mb} \leq 15^\circ\text{C/W}$)
- Diodo multiplicador, p.e. varactor, de recuperación por pasos
- Diodo rectificador, diodo recuperador, diodo de eficiencia
- Diodo de referencia de tensión o regulador de tensión

El número de serie está formado por:

Tres cifras para los dispositivos semiconductores diseñados para uso principalmente en aparatos domésticos.

Una letra y dos cifras para los dispositivos semiconductores diseñados para uso principalmente en equipo profesional.

EJEMPLOS

AF139 Transistor de R.F. de germanio destinado principalmente a aplicaciones de "entretenimiento".

BYX27 Diodo rectificador de silicio destinado principalmente a aplicaciones "industriales".

DESIGNACIÓN DE TIPO PARA UNA SERIE DE DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

La designación de tipos de una serie de variantes de:

- diodos de referencia de tensión o diodos reguladores de tensión
- diodos rectificadores
- tiristores

que pertenecen claramente a un tipo básico puede designarse por un sufijo que esté separado de la parte básica por un guión (-).

La parte básica, que es igual para toda la serie, está de acuerdo con el código de designación para dispositivos discretos.

El sufijo consta de:

- para los diodos de referencia de tensión o reguladores de tensión:

una letra seguida de la tensión zener típica y donde convenga la letra R.

La primera letra indica la tolerancia nominal de la tensión zener en %.

A=1%; B=2%; C=5%; D=10%; E=15%.

La tensión zener típica está referida a la corriente nominal especificada para toda la serie. Se usa la letra V en el lugar de la coma decimal.

- para diodos rectificadores

un número y, donde sea adecuado, la letra R.

La letra R indica la polaridad inversa (ánodo a cápsula). La polaridad normal (cátodo a cápsula) y las ejecuciones simétricas no se indican especialmente.

El número indica generalmente la tensión inversa de cresta máxima recurrente.

Para los tipos de avalancha controlada indica la tensión inversa máxima de cresta activada.

- para tiristores

un número y, donde sea adecuado, la letra R.

El número indica generalmente la tensión inversa máxima de cresta recurrente o la tensión máxima de cresta recurrente no activada, la que sea menor de ambas.

Para los tipos de avalancha controlada se indica la tensión inversa máxima de cresta activada.

EJEMPLOS

BZY88 serie Serie de diodos de silicio reguladores de tensión para aplicaciones industriales.

BZY88-C9V1 El tipo particular en la serie con una tensión zener típica de $9,1 \text{ V} \pm 5\%$.

BXY13-1200 El tipo particular de polaridad normal en la serie BYX13 con una tensión inversa máxima de cresta recurrente de 1200 V.

DESIGNACIÓN DE TIPO PARA CONJUNTOS RECTIFICADORES SEMICONDUCTORES

La designación de tipo consta de:

TRES LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

Las primeras dos letras indican el tipo de conjunto.

OS. Denota un conjunto de diodos rectificadores semiconductores.

OT. Denota un conjunto de semiconductores en el que también se usan tiristores.

La tercera letra indica el tipo de circuito:

- Monofásico en media onda
- Bifásico en media onda
- Trifásico en media onda (trifásico en estrella)
- Tetrafasico en media onda (tetrafásico en estrella)
- Hexafásico en media onda (hexafásico en estrella)
- Trifásico en doble Y con transformador entre fases
- Monofásico en onda completa (monofásico en puente)
- Monofásico en puente amplificador magnético
- Trifásico en onda completa (trifásico en puente)
- Tetrafasico en onda completa (tetrafásico en puente)
- Doblador de tensión (la mitad de un monofásico en onda completa)
- Varios (tales como combinaciones de diodos sencillos y componentes pasivos).

El número de serie es seguido a veces por una letra sufija para la indicación de variante.

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
A01	AF126	AAV49	(AAZ17)	AC155	AC125	AD136	(ASZ18)
A2K4	BY126	AAV53	(OA90)	AC156	AC126	AD138	ASZ16
A2K5	BY127	AAV54	(OA90)	AC157	AC127	AD138/50	ASZ18
A2K9	BY127	AAV55	(OA90)	AC159	AC126	AD139	AD162
A13F2	BY126	AAZ12	BAX13	AC160	AC125	AD142	(ASZ15)
A23M	BY239-600	AAZ13	(AAZ18)	AC161	(AC125)	AD143	(ASZ16)
A23N	BY239-800	AC30	(ASY77)	AC162	AC126	AD145	(ASZ16)
A23P	BY239-100	AC76	AC126	AC163	AC128	AD148	(AD162)
A28B	BY30-200	AC105	AC128	AC165	AC125	AD152	(AD162)
A28C	BY30-300	AC106	AC128	AC166	AC128	AD155	AD162
A28D	BY30-400	AC107	(AC125)	AC167	AC128	AD156	AD161
A70M	BY30-600	AC108	AC126	AC168	AC127	AD157	AD162
A70N	BY30-800	AC109	AC125	AC169	AC125	AD159	(ASZ17)
A70P	BY30-1000	AC110	AC126	AC170	AC126	AD160	ASZ16
A344	BC108	AC113	AC125	AC171	AC126	AD163	(ASZ15)
A345	BC108	AC114	AC128	AC172	AC127	AD164	(AD162)
A346	BC108	AC115	(AC126)	AC173	AC132	AD165	AD161
A1380	BC109	AC116	(AC126)	AC174	AC128	AD166	(ASZ18)
A2E5	BY126	AC117	AC126/01	AC175	AC187/01	AD167	(ASZ18)
A2E9	BY126	AC118	AC128	AC176	AC187	AD169	AD162
A2K4	BY127	AC119	AC128	AC177	AC128	ADY22	ASZ15
A2K5	BY127	AC120	AC128	AC178	AC128/01	ADY25	ASZ18
A2K9	BY127	AC121	AC128	AC179	AC187/01	ADY28	ASZ15
A7D	BY126	AC122	AC125	AC180	AC128	AF44	AF126
AA111	AA119	AC123	AC126	AC180K	AC128/01	AF27	AC127
AA112	(AA119)	AC124	(AC128/01)	AC181	AC127	AF101	AC125
AA113	(AA119)	AC125	AC126	AC182	AC126	AF102	(AF139)
AA114	(AA119)	AC126	AC125	AC183	AC127	AF105	AF126
AA116	OA90	AC127	AC187	AC184	AC128	AF106	AF139
AA117	OA95	AC127/01	AC187/01	AC185	AC127	AF107	AF239
AA118	OA95	AC128	AC188	AC186	(AC187/01)	AF108	AF239
AA121	AA119	AC128/01	AC188/01	AC187	(AC127)	AF109	AF139
AA123	(OA90)	AC128A	AC188	AC187/01	AC127/01	AF109R	AF239
AA130	OA90	AC128K	AC128/01	AC187K	AC187/01	AF110	AF124
AA131	AA119	AC129	2N1307	AC188	(AC128)	AF111	AF127
AA132	OA95	AC130	(ASY73)	AC188/01	AC128/01	AF112	AF126
AA133	(OA95)	AC131	(AC128)	AC188K	AC188/01	AF113	AF125
AA134	(OA95)	AC132/03	AC132	AC191	(AC125)	AF114	AF124
AA135	(AAZ18)	AC134	AC132	AC192	(AC125)	AF115	AF125
AA136	(AAZ17)	AC135	AC132	AC193	AC188/01	AF116	AF126
AA137	AA119	AC136	AC132	AC194	AC187/01	AF117	AF127
AA138	(OA95)	AC137	AC126	ACY16	(AC128/01)	AF119	AF127
AA139	AAZ18	AC138	AC126	ACY19	2N2904A	AF120	AF126
AA140	(OA90)	AC139	AC128	ACY20	(ASY80)	AF121	AF124
AA142	(AA119)	AC141	AC127	ACY21	(ASY80)	AF122	(AF139)
AA143	AA119	AC141/01	AC127/01	ACY22	(ASY80)	AF124	AF125
AA144	AAZ15	AC141K	AC127/01	ACY23	AC132	AF125	AF124
AA200	BY126	AC142	AC128	ACY24	(ASY77)	AF126	AF127
AAV11	OA95	AC142/01	AC128/01	ACY27	ASY29	AF127	(AF126)
AAV12	(AAZ15)	AC142K	AC128/01	ACY28	ASY26	AF128	ASY27
AAV13	(AAZ17)	AC150	AC125	ASY29	ASY27	AF129	AF124
AAV15	BAX13	AC151	(AC125)	ASY30	ASY27	AF130	AF124
AAV27	(AAZ17)	AC151 IV	(AC125)	ASY32	ASY26	AF131	AF125
AAV28	(AAZ15)	AC151 V	(AC126)	ASY33	AC128	AF132	AF126
AAV30	(AAZ17)	AC151 VI	(AC126)	ACY38	(AC125)	AF133	AF127
AAV32	(AAZ17)	AC151 VII	(AC126)	ACY40	AC132	AF134	(AF124)
AAV33	(AAZ18)	AC152	AC132	ACZ10	AC128/01	AF135	(AF125)
AAV41	(AAZ18)	AC153	AC128	AD50	(ASZ17)	AF136	(AF126)
AAV47	BAV10	AC153K	(AC128 01)	AD131	ASZ15	AF137	(AF126)
AAV49	BAV10	AC154	AC128	AD132	(ASZ18)	AF137S	(AF127)

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
AF138	(AF126)	AM12	AF127	AUY32	ASZ16	BA186	(BA145)
AF139	(AF239)	AM13	AF125	AUY33	ASZ16	BA187	1N4151
AF142	AF124	AM14	AF127	AUY34	(ASZ15)	BA188	(BAX18)
AF143	AF125	AM15	AF124	AUY35	(ASZ16)	BA189	(BAX16)
AF144	AF124	AM16	AF127	AUY37	(ASZ15)	BA190	(BAX17)
AF146	AF127	AM18	(AF219)	AUY38	ASZ15	BA195	(BAX17)
AF147	AF127	AM51	AC125	B2E5	BY126	BA209	(BAW62)
AF148	(AF126)	AM52	(AC132)	B2E9	BY126	BA211	(BAX13)
AF149	AF126	AM53	(AC132)	B2K5	BY127	BA214	(BAX13)
AF150	AF127	AM54	AC126	B2K9	BY127	BAV17	(BAX18)
AF156	AF127	AM71	(AC188)	B12-40	BLW60	BAW10	BAX16
AF164	AF124	AM72	(AC187)	B1022	AC128	BAW21	BAX16
AF165	AF124	AM73	AC126	BA101	(BA102)	BAW24	(BAV10)
AF166	AF125	AM74	(AC188)	BA103	(BAX16)	BAW25	(BAV10)
AF167	AF124	AM94	(ASZ16)	BA104	(BAX16)	BAW26	BAV10
AF168	AF126	AM111	(ASZ18)	BA105	(BA145)	BAW27	(BAV10)
AF169	(AF124)	AM114	(ASZ18)	BA108	BAX18	BAW30	BAV45
AF170	AF126	ASY12	ASY80	BA109	BA102	BAW33	(BAX12)
AF17	AF126	ASY13	ASY76	BA110	BB105G	BAW43	BAX15
AF172	AF126	ASY14	ASY77	BA111	BA102	BAW45	BAX16
AF178	(AF139)	ASY23	ASY77	BA112	BA216	BAW57	(BAX12)
AF179	AF124	ASY24	(ASY80)	BA114	BA216	BAW57N	(BAX12)
AF180	AF239	ASY24B	(ASY76)	BA116	AA119	BAX20	(BAV10)
AF181	AF139	ASY26	(ASY27)	BA119	BA102	BAX21	(BAV10)
AF182	AF139	ASY27	(ASY26)	BA120	BB105G	BAX22	BAX16
AF185	AF124	ASY28	(ASY29)	BA121	BB106	BAX25	(BAX13)
AF186	AF239	ASY29	(ASY28)	BA124	BA102	BAX26	(BAX13)
AF189	AF124	ASY30	(ASY80)	BA125	BA102	BAX27	(BAV10)
AF193	(AF124)	ASY31	(ASY26)	BA127	BAX16	BAX78	BAV10
AF195	AF125	ASY32	(ASY27)	BA128	BAX16	BAX84	1N4150
AF196	AF126	ASY48	(ASY77)	BA129	BA148	BAX88	BA100
AF197	AF127	ASY50	(ASY80)	BA130	BAX13	BAX90	BA100
AF198	AF127	ASY54	ASY26	BA136	BA182	BAY14	(BYX10)
AF200	(AF124)	ASY55	ASY27	BA137	BAX16	BAY15	(BYX10)
AF201	(AF124)	ASY56	ASY26	BA139	BB105G	BAY16	(BYX10)
AF201S	(AF124)	ASY57	ASY26	BA140	BB105G	BAY17	(BAV10)
AF202	AF124	ASY58	ASY27	BA141	BB105A	BAY18	(BAV10)
AF240	AF239	ASY59	ASY27	BA142	BB105G	BAY19	(BAX16)
AF251	(AF239)	ASY61	ASY28	BA143	BAX13	BAY20	(BAX16)
AF252	AF239	ASY62	ASY29	BA147	BAX16	BAY21	(BAX145)
AF253	(AF139)	ASY70	(ASY80)	BA147/50	(BAX13)	BAY21S	BY126
AF256	(AF139)	ASY81	ASY77	BA147/150	(BAX16)	BAY23	(BYX10)
AF257	AF139	ASZ10	(ASY80)	BA147/230	(BAX17)	BAY24	(BYX10)
AF264	AF139	ASZ11	(ASY26)	BA147/300	(BAX145)	BAY25	(BYX10)
AF267	AF367	ASZ12	(ASY26)	BA149	(BB105G)	BAY31	(BAX13)
AF269	AF369	ASZ20	(ASY80)	BA150	(BA102)	BAY32	BAX16
AF279	AF367	ASZ1015	ASZ15	BA152	(BA182)	BAY33	BAX16
AF280	AF367	ASZ1016	ASZ16	BA161	BB105A	BAY36	BAV10
AFY12	(AF139)	ASZ1017	ASZ17	BA162	(BB105G)	BAY38	BAW62
AFY13	(AF124)	ASZ1018	ASZ18	BA163	(BB113)	BAY39	BAX16
AFY14	(ASY27)	AT270	ASY26	BA164	BAX13	BAY41	(BAV10)
AFY15	(AF126)	AT275	ASY26	BA170	BAV10	BAY42	(BAV10)
AFY29	(AF126)	AUY19	ASZ16	BA173	(BA145)	BAY43	BAV10
AFY41	(AF239)	AUY20	ASZ15	BA174	(BA182)	BAY44	BAX16
AFZ11	(AF139)	AUY21	(ASY15)	BA175	(BAV10)	BAY45	(BAX16)
AFZ12	(AF139)	AUY22	(ASZ15)	BA176	OA91	BAY46	(BAX13)
AL100	ASZ15	AUY28	(ASZ15)	BA177	(BA182)	BAY52	BAX16
AL102	ASZ15	AUY29	ASZ16	BA179	OA200	BAY60	1N4151
AL103	ASZ15	AUY30	ASZ15	BA184	(BA145)	BAY63	(BAV10)
AM11	AF126	AUY31	ASZ16	BA185	BA182	BAY67	(BAV10)

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
BAY68	(BAV10)	BC148	(BC548)	BC260	BC178	BC358	BC548
BAY69	(BAV10)	BC149	(BC549)	BC261	BC177	BC360-6	2N2904
BAY71	BAW62	BC155	(BC146)	BC266	(BC177)	BC360-10	2N2905
BAY72	(BAV69)	BC156	(BC146)	BC267	BC337	BC360-16	2N2905
BAY73	(BAV69)	BC157	(BC177)	BC268	BC338	BC361-6	2N2904A
BAY74	(BAW62)	BC158	(BC178)	BC269	BC338	BC361-10	2N2905A
BAY77	(BAV10)	BC159	BC179	BC270	BC338	BC381	BC328
BAY78	(BAX12)	BC160	(BF594)	BC271	(BC338)	BC389	BC547
BAY82	(BAX13)	BC161	BD138	BC272	(BC337)	BC390	BC549
BAY86	(BAX18)	BC167	BC547	BC280	BC107)	BC391	BC549
BAY87	(BAX12)	BC168	BC548	BC281A	BC177	BC395	BC639
BAY88	(BAX16)	BC169	BC549	BC281B	BC177	BC396	BC640
BAY89	(BYX10)	BC170	BC548	BC281C	BC337	BC397	2N2904A
BAY90	(BYX10)	BC171	BC547	BC282	2N2483	BC398	2N2218A
BAY91	(BYX10)	BC172	BC548	BC283	2N2906	BC400	BC640
BAY92	(BYX10)	BC173	BC549	BC284	BC107	BC404	BC640
BAY93	(BYX10)	BC174A	2N2219A	BC285	BD115	BC405	BC638
BAY94	(BAV10)	BC174B	2N2219A	BC286	BD139	BC406	BC136
BAY95	(BAV10)	BC177	(BC557)	BC287	BD138	BC407	(BC547)
BAY96	BAY96	BC178	(BC558)	BC288	BFY55	BC408	(BC548)
BAY98	BAX16	BC179	(BC559)	BC289	BC107	BC409	(BC549)
BAY99	BAX16	BC180	(BC547)	BC293	(BFX34)	BC413	BC547
BAY103	(BB110G)	BC181	(BC557)	BC294	BC638	BC414	BC557
BB100	(BB105G)	BC185	2N2219	BC295	BC548	BC415	BC557
BB100G	(BB105G)	BC186	BC177	BC297	(BC327)	BC416	BC557
BB121	(BB106)	BC187	BC177	BC298	(BC328)	BC417	(BC357)
BB141	(BB105A)	BC190A	BC637	BC300	BD139	BC418	(BC558)
BB142	(BB105G)	BC190B	BC637	BC301	BD139	BC419	(BC559)
BC26	BC179	BC192	(BC328)	BC302	BSX59	BC425	BC337
BC100	(BD115)	BC194	(BC337)	BC303	BD140	BC427	BC327
BC107	(BC147)	BC196	(BC200)	BC304	BC640	BC437	BC547
BC108	(BC148)	BC198	(BC146)	BC307	BC557	BC438	BC548
BC109	(BC149)	BC199	(BC146)	BC308	BC558	BC439	BC549
BC110	(BF177)	BC200	(BC548)	BC309	BC559	BC467	BC547
BC111	BC146	BC201	(BC200)	BC312	BC639	BC468	BC548
BC112	BC146	BC202	(BC418)	BC315	BC557	BC469	BC549
BC116	(BC327)	BC203	(BC417)	BC317	BC547	BC477	BC640
BC117	BF178	BC204	(BC417)	BC318	BC548	BC478	BC557
BC118	(BC547)	BC206	(BC419)	BC319	BC549	BC479	BC557
BC119	BFY51	BC207	(BC407)	BC321	BC558	BC507	BC639
BC120	BFY51	BC208	BC408	BC325	BC640	BC508	BC637
BC125	(BC337)	BC209	BC409	BC326	BC640	BC509	BC637
BC126	(BC338)	BC210	2N2222	BC327	(BD136)	BC512	BC327
BC127	2N930)	BC211	BSX61	BC328	(BD136)	BC513	BC328
BC128	(BC140)	BC212	BC557	BD329	BC637	BC514	BC328
BC129	(BC547)	BC213	BC557	BC330	BC547	BC546	BC546
BC130	(BC548)	BC214	BC557	BC331	BC637	BC547	(BC407)
BC131	(BC549)	BC215	BC327	BC332	BC547	BC548	(BC408)
BC137	(BC327)	BC220	BC548	BC337	(BD135)	BC549	(BC409)
BC138	2N2219)	BC221	(BC328)	BC338	(BD135)	BC557	(BC417)
BC139	2N2904	BC222	BC337	BC340-6	2N2218A	BC558	(BC418)
BC140	(2N2219)	BC225	(BC557)	BC340-10	2N2219A	BC559	(BC419)
BC140-10	BD228	BC231	BC327	BC340-16	2N2219A	BC582	(BC337)
BC140-16	BD228	BC232	BC337	BC342	BC639	BCW34	(2N2222A)
BC141	BD230	BC237	BC547	BC343	BC640	BCW35	(2N2907A)
BC142	2N2218A	BC238	(BC548)	BC344	BC639	BCW36	(2N2222A)
BC143	2N2905A	BC239	(BC549)	BC345	BC640	BCW37	(2N2907A)
BC144	2N2218A	BC254	(BC639)	BC354	BC558	BCW46	BC546
BC145	BF178	BC255	(BC337)	BC355	BC558	BCW47	BC547
BC147	(BC547)	BC256A	BC177	BC357	BC559	BCW48	BC548

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
BCW49	BC549	BD129	BD232	BD580	BY127	BF125	(BF197)
BCW56	BSS68	BD130	BD182	BD595	BDX77	BF127	(BF197)
BCW57	BC557	BD135	BC337	BD596	BDX78	BF131	BF182
BCW58	BC558	BD136	BC328	BD597	BDX77	BF133	BF183
BCW59	BC559	BD137	BC327	BD598	BDX78	BF134	BF200
BCW85	(2N2907A)	BD141	2N4347	BD599	BDX77	BF140	BF178
BCW86	(2N2907A)	BD142	BD182	BD600	BDX78	BF152	BF183
BCW90	(BC337)	BD150	BD115	BD677	BD263	BF153	(BF185)
BCW94	(2N2222A)	BD151	BD234	BD678	BD262	BF154	(BF196)
BCW96	(2N2907A)	BD152	BD234	BD679	BD263A	BF155	(BF180)
BCY10	(BCY38)	BD153	BD236	BD680	BD262A	BF156	BF178
BCY11	(BCY39)	BD154	BD233	BDX10	2N3055	BF157	BF179
BCY12	(BCY40)	BD155	BD233	BDX11	2N3442	BF158	BF173
BCY17	BCY38	BD156	BD233	BDX12	2N4347	BF159	BF173
BCY18	BCY38	BD157	BD232	BDX13	(BDY38)	BF160	(BF185)
BCY19	BCY40	BD158	BD232	BDY10	BDY38	BF161	(BF183)
BCY20	BCY30	BD160	BD160	BDY11	BDY20	BF162	(BF200)
BCY21	BCY31	BD161	BD235	BDY12	(BD131)	BF163	BF196
BCY22	BCY39	BD162	BD233	BDY13	(BD131)	BF164	BF196
BCY23	BCY40	BD163	BD233	BDY15	(BD131)	BF165	BF185
BCY24	BCY31	BD165	BD233	BDY16	(BD131)	BF166	BF200
BCY25	BCY40	BD166	BD234	BDY17	BD182	BF167	BF196
BCY26	BCY38	BD167	BD235	BDY18	BD183	BF168	BF173
BCY27	BCY40	BD168	BD236	BDY19	BD183	BF169	(BF115)
BCY28	BCY40	BD169	BD237	BDY20	BDY20	BF170	BF186
BCY29	BCY34	BD170	BD238	BDY23	BDY20	BF173	BF199
BCY42	BSW41	BD171	BD237	BDY24	(BDY90)	BF174	BF178
BCY43	BSW41	BD172	(BD238)	BDY25	BD183	BF175	BF167
BCY50	BCY57	BD173	(BD232)	BDY34	BD131	BF176	BF173
BCY51	BCY56	BD175	BD235	BDY38	BDY38	BF177	BF336
BCY65	BSW67	BD176	BD236	BDY39	(2N3055)	BF178	BF337
BCY66	BCY59	BD177	BD235	BDY50	(BDY92)	BF179	BF338
BCY67	(BCY71)	BD178	BD236	BDY51	(BDY92)	BF184	BF494
BCY69	BC457	BD179	BD237	BDY53	(BDY92)	BF185	BF495
BCY78	BC177	BD180	BD238	BDY55	(BDY20)	BF186	(BF337)
BCY79	BC177	BD185	BD435	BDY56	(BDY20)	BF188	(BF173)
BCY86B	(BCY59)	BD186	BD436	BDY57	(2N3772)	BF189	(BF115)
BCY90	(BCY40)	BD187	BD437	BDY58	(BD183)	BF191	BF196
BCY91	(BCY40)	BD188	BD438	BDY72	(2N4347)	BF194	BF494
BCY92	(BCY40)	BD191	BD182	BDY73	BDY20	BF195	BF495
BCY93	BCY30	BD192	BD181	BDY74	BD183	BF196	BF167
BCY94	BCY31	BD193	2N7347	BDY75	(2N3771)	BF197	BF173
BCY95	BCY32	BD195	BD201	BDY76	(2N3772)	BF198	BF167
BCZ10	BCY33	BD196	BD202	BDY77	(BD183)	BF199	BF173
BCZ11	BCY34	BD197	BD201	BDY78	BD183	BF200	BF197
BCZ12	BCY31	BD198	BD202	BDY79	BD183	BF206	2N918
BCZ13	(BCY33)	BD199	BD203	BDY80	BDY38	BF214	BF115
BCZ14	(BCY34)	BD200	BD204	BDY81	2N3772	BF215	BF115
BD106	BD131	BD205	(BD201)	BF108	BF178	BF222	(BF115)
BD107	(BD131)	BD206	(BD202)	BF109	(BF178)	BF223	(BF197)
BD109	(BD131)	BD207	(BD203)	BF110	(BF178)	BF224	(BF173)
BD111	(BD131)	BD208	(BD204)	BF111	(BF179)	BF225	(BF167)
BD113	(BDY20)	BD215	(BD232)	BF114	(BF178)	BF230	(BF195)
BD116	BD181	BD216	BD232	BF115	(BF178)	BF232	(BF173)
BD117	BD182	BD301	BD201	BF117	(BF178)	BF237	(BF115)
BD121	BDY20	BD302	BD202	BF118	(BF338)	BF238	(BF115)
BD123	BDY20	BD303	BD203	BF119	(BF337)	BF248	2N2221
BD124	BD131	BD304	BD204	BF120	(BF179)	BF249	2N2906A
BD127	BD232	BD307A	BD228	BF121	(BF196)	BF251	BF167
BD128	BD232	BD307B	BD228	BF123	(BF197)	BF252	BF167

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
BF254	BF184	BFS53	(2N2905)	BFX38	2N2905A	BFY70	2N3924
BF255	(BF495)	BFS64A	2N2907A	BFX39	2N2904	BFY72	2N2219
BF257	BF336	BFS64B	2N2906	BFX41	2N2904	BFY74	2N1711
BF258	BF337	BFS70	BFW13	BFX43	BFX89	BFY75	2N2222A
BF259	BF338	BFS71	BFW11	BFX44	BFX89	BFY76	2N2484
BF260	(BF200)	BFS72	2N3823	BFX48	(2N2905)	BFY77	2N2484
BF261	(BF196)	BFS73	BFW10	BFX55	BFY55	BFY78	(BSX19)
BF262	BF180	BFS74	2N4856	BFX59	BFX89	BFY79	(BF173)
BF263	BF181	BFS75	2N4857	BFX60	BF173	BFY80	(BSX21)
BF264	BF200	BFS76	2N4858	BFX61	BFY55	BFY85	BCJ87
BF268	BFY90	BFS77	2N4859	BFX62	BFY90	BFY88	BFW17A
BF270	(BF167)	BFS78	2N4860	BFX63	BFR29	BFY89	2N3570
BF271	(BF173)	BFS79	2N4861	BFX68	2N1711	BFY90	BFY90
BF272	2N2906	BFV10	2N2221	BFX69	2N1613	BFY91	BCY88
BF273	(BF241)	BFV11	2N2222	BFX73	(BFX89)	BFY92	BCY89
BF287	(BF167)	BFV12	2N2222A	BFX85	BSW66	BFY99	(BFW16A)
BF288	(BF167)	BFV20	2N2906	BFX86	BFY50	BFZ10	BCZ11
BF293	(BF173)	BFV21	2N2907	BFX87	2N2904A	BLY12	2N3442
BF294	BD115	BFV22	2N2907A	BFX88	2N2904	BLY14	2N3375
BF302	BF196	BFV63	2N2222A	BFX89	BFX44	BLY15	(2N3632)
BF303	BF197	BFV64	2N2907	BFX92	2N929	BLY20	(2N3375)
BF304	BF196	BFV67	(BSX20)	BFX93	2N930	BLY22	(2N3632)
BF305	BF337	BFV68	2N930	BFX94	2N2221	BLY37	BLX93
BF306	(BF196)	BFV69	2N918	BFX95	2N2222	BLY38	BLX67
BF310	(BF181)	BFV82	BSX19	BFX96	(2N2218)	BLY47	(2N3771)
BF311	(BF197)	BFV85	2N2222	BFX97	(2N2219)	BLY48	(2N3772)
BF314	(BF200)	BFV86	2N2907	BFX98	(BSW68)	BLY53	BLX68
BF322	2N2221	BFV87	2N2368	BFY10	(BFY50)	BLY54	BLY97
BF323	2N2906A	BFW16	BFW16A	BFY11	(BFY50)	BLY57	2N3926
BF334	BF240	BFW17	BFW17A	BFY12	BFY51	BLY58	(2N3927)
BF335	BF241	BFW19	(2N3866)	BFY13	BFY50	BLY59	2N3375
BF336	BF336	BFW20	(2N2907A)	BFY14	BSW64	BLY60	2N3632
BF337	BF337	BFW22	2N2484	BFY15	BFY52	BLY61	2N3866
BF338	BF338	BFW29	(2N2218A)	BFY17	(2N2218)	BLY62	2N3927
BF342	(BF450)	BFW31	(2N2905A)	BFY18	BSW41	BLY63	BLY88A
BF343	(BF451)	BFW32	(2N2222)	BFY19	BCY56	BLY64	(2N3772)
BF357	BFY90	BFW45	BFW45	BFY27	(2N2222A)	BLY74	(2N3632)
BF364	BF494	BFW47	2N3553	BFY33	BFY51	BLY76	BLX92
BF365	BF495	BFW61	BFW61	BFY34	2N1613	BLY87	BLY87A
BF367	BF198	BFW63	BF167	BFY37	(BCY57)	BLY88	BLY88A
BF384	(BF183)	BFW69	(2N3553)	BFY38	BSX21	BLY90	BLY90
BF385	(BF181)	BFW71	BFW16A	BFY39	BSW41	BLY91	BLY91A
BF394	BF240	BFW73	BFW16A	BFY40	2N2218	BLY92	BLY92A
BF395	BF241	BFW74	BFW17A	BFY41	2N2218A	BLY93	BLY93A
BF456	(BF336)	BFW75	BFW17A	BFY43	(BSW68)	BO850	BY126
BF457	(BF337)	BFW76	BFW17A	BFY45	(BSW66)	BRY20	BRY39
BF459	(BF338)	BFW77	BFW16A	BFY46	2N2905A	BSS10	BSX20
BF494	BF194	BFW78	BFW17A	BFY50	BFY50	BSS11	2N2369A
BFR16	(2N2483)	BFW92	BFW92	BFY51	BFY51	BSS12	BSX20
BFR17	(2N2484)	BFW93	BFW93	BFY52	BFY52	BSS14	BFX34
BFR18	BFY55	BFX12	2N2905A	BFY53	BFY55	BSS26	2N2222
BFR19	BFY55	BFX13	2N2905A	BFY55	2N2297	BSV59	BSS27
BFR57	(BF336)	BFX18	(BF254)	BFY56	BSX61	BSV69	BSX59
BFR58	(BF337)	BFX20	(BF183)	BFY57	BSW67	BSV95	BSS27
BFR59	(BF338)	BFX21	(BF180)	BFY63	(2N2218)	BSV96	BC636
BFS12	BFS94	BFX29	2N2905A	BFY64	(2N2905)	BSV97	BC638
BFS22	BFS22A	BFX30	2N2905A	BFY65	BF177	BSV98	BC640
BFS23	BFS23A	BFX33	2N2218	BFY66	2N918	BSW10	2N2218A
BFS48	BFS93	BFX34	BFX34	BFY67	2N1613	BSW19	BCY71
BFS52	(2N2904)	BFX37	2N2907A	BFY68	2N1711	BSW21	BCY72

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
BSW23	2N2904	BSX72	2N2219	BSY93	2N2222	BY152	(BY127)
BSW24	2N2906	BSX73	(2N3924)	BSY96	2N2369	BY156	(BY127)
BSW25	(BSY72)	BSX74	2N2219	BSY99	2N929	BY158	BY126
BSW26	(BSX59)	BSX75	BSW41	BTX37	BTW24	BY177	(BY127)
BSW27	(BSX59)	BSX78	(2N2222)	BTX38	BTW23	BY178	(BY127)
BSW28	BSX59	BSX79	BCY59	BTX41	BTX41	BY189	BYX38-900
BSW29	BSX60	BSX87	BSX20	BTX47	BTW47	BY190	BYX38-600
BSW36	2N2907A	BSX88	BSX19	BTX48	BTW92	BY219	BYX38-1200
BSW37	2N2894	BSX90	(BSX19)	BTX49	BTW23	BY242	BY127
BSW41	BSW41	BSX92	(2N2368)	BTX50	BTW23	BY264	BYX36-150
BSW51	2N2218	BSX93	(2N2369)	BTX64	BTW23	BY1002	BY127
BSW52	2N2219	BSX94	BSX20	BTX65	BTW23	BYX13 serie	BYX25 serie
BSW53	2N2218A	BSX95	2N1711	BTX66	BTW23	BYX15	BYX52-1200
BSW54	2N2219A	BSX96	(2N1711)	BTX68	BTY79	BYX16	BYX52-1200R
BSW60	2N2221	BSX97	2N2218	BTX81	BTW92	BYX20/200	BYX46-200
BSW61	2N2221	BSY10	2N1613	BTX82	BTW24	BYX26	BYX36-300
BSW62	2N2222	BSY11	2N930	BTY80 - 91	BTY79 serie	BYX28/400	BYX25-600
BSW63	2N2221A	BSY18	(BSX20)	BTY92 - 99	BTW23/600R	BYX47	(BYX35)
BSW64	2N2222A	BSY19	(BSX20)	BU100	BU105	BYX60/200	(BAX15)
BSW72	2N2906	BSY21	BSX20	BU104	BU108	BYX60/400	(BA145)
BSW73	2N2907	BSY22	(BSX20)	BU109	(BU108)	BYX62/600R	BYX30-600R
BSW74	2N2906	BSY23	(BSX20)	BU111	(BU126)	BYX15	BYX52-900
BSW75	2N2907	BSY25	2N2218	BU113	(BU126)	BYX16	BYX52-900R
BSW82	2N2221	BSY26	(BSX19)	BUY12	(2N3442)	BYX21	BYX30-200R
BSW83	2N2222	BSY34	(BSX61)	BUY13	(2N3772)	BYX22	BYX25-600
BSW84	2N2221A	BSY44	(2N1613)	BUY14	(2N3772)	BYX23	BYX25-600R
BSW85	2N2222A	BSY45	(BSW67)	BUY16	(2N3055)	BYX24	BYX25-600
BSW88	BC147	BSY46	(BSW67)	BUY17	(2N3055)	BYX25	BYX25-600R
BSW89	BC147	BSY50	2N744	BUY46	(BDY20)	BYX31 - 37	(BY127)
BSW93	BSX61	BSY51	2N2218	BUY47	(2N3442)	BYX69 - 78	BYX25 serie
BSW94	2N2894	BSY52	2N1711	BUY51	(2N3772)	BYX88 - 92	(BY127)
BSX22	BSX60	BSY53	(2N1613)	BY100	(BY127)	BYX93 - 96	BYX32 serie
BSX23	(BFX34)	BSY54	(2N1711)	BY101	BY126	BYZ10 - 19	BZY48 serie
BSX24	(BSW41)	BSY55	BSW67	BY102	BY127	BZ100	BZX79-C5
BSX25	(BSW41)	BSY58	2N2218	BY103	(BY127)	BZ102-1V4	BZX75-C1V4
BSX26	2N2369	BSY62	BSX20	BY104	(BY127)	BZ102-2V1	BZX75-C2V1
BSX27	BSX20	BSY63	BSX20	BY105	(BY127)	BZ102-2V8	BZX75-C2V8
BSX28	BSX20	BSY68	BSX21	BY108	(BY127)	BZ102-3V4	BZX75-C3V3
BSX30	BSX60	BSY70	BSX19	BY109	(BY127)	BZ103 - 112	BZX79 serie
BSX32	2N2218A	BSY71	2N2219A	BY112	BY126	BZX10 - 16	BZX79 serie
BSX33	2N2218A	BSY72	(BCY57)	BY113	BY127	BZX18 - 27	BZX79 serie
BSX35	BSX20	BSY73	(BCY57)	BY114	BY126	BZX29 serie	BZX61 serie
BSX36	2N2907	BSY74	(BCY57)	BY115	BY126	BZX51 serie	BZX79 serie
BSX38	(2N2222)	BSY75	2N2221	BY116	BY126	BZX67 serie	BZY93 serie
BSX39	BSX20	BSY76	2N2222	BY117	BY127	BZX71 serie	BZX79 serie
BSX40	2N2904	BSY77	BSY64	BY118	BYX71-350	BZX79 serie	BZY88 serie
BSX41	2N2905	BSY78	BSX21	BY122	(BY164)	BZY14 - 21	BZX79 serie
BSX44	BSX20	BSY79	BF178	BY123	(BY179)	BZY56 - 69	BZX79 serie
BSX45	(2N2218A)	BSY80	BCY57	BY124	BY126	BZY74	BZZ15
BSX46	BSW66	BSY81	BFY52	BY125	BY126	BZY75	BZY93-C7V5
BSX48	(2N2221)	BSY82	(2N2219)	BY128	BY127	BZY76	BZY93-C9V1
BSX49	(2N2222A)	BSY83	(2N2218A)	BY129	BY127	BZY78	BZX90
BSX51	2N2222	BSY84	2N2219A	BY130	BY126	BZY83 serie	BZX79 serie
BSX52	(2N2222)	BSY85	(BSV64)	BY133	(BY127)	BZY85 serie	BZX79 serie
BSX53	2N2222	BSY86	BSW67	BY134	(BY127)	BZY88 serie	BZX79 serie
BSX54	2N2222	BSY87	BSW67	BY135	(BY127)	BZY92 serie	BZX61 serie
BSX62	BSX59	BSY88	BSV64	BY138	BY127	BZY94 serie	BZX79 serie
BSX63	(BFY50)	BSY90	2N2219	BY140	BY176	BZZ10 - 16	BZX79 serie
BDX66	2N2368	BSY91	(BSX60)	BY144	BY176	BZZ17 - 29	BZX79 serie
BSX71	BSX21	BSY92	2N2219A	BY151	(BY127)		

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
C11A - 11S	BTY79 serie	CK871	AC125	CV5864	BAX13	CV7369	OA91
C15	BA102	CK872	AC132	CV5871	ASZ16	CV7389	BAX13
C15G	BTY79-400R	CK878	AC128	CV5874	AF125	CV7492	2N929
C20	BA102	CK882	AC132	CV5875	AF125	CV7493	2N930
C35A - 35S	BTY91 serie	CK888	AC132	CV5876	ASZ15	CV8035	OA90
C36A - 36S	BTY87 serie	CK891	AC126	CV5930	BZX79-C12	CV8036	OA91
C45M	BTW23-600R	CK892	AC126	CV5953	BAV10	CV8086	BAV10
C50A - 50S	BTW23 serie	CODI538	BY127	CV5965	BCX79-C6V2	CV8099	BZX79-C7V5
C110	BCZ11	CODI618	BY127	CV7001	AC132	CV8110	BYX38-600
C180M	BTX41-800R	CP704	(2N3772)	CV7002	AC132	CV8243	OA90
C180N	BTX41-800R	CS9011H	BF167	CV7003	AF124	CV8315	AF125
C180P	BTX41-1200R	CS9013E	BF115	CV7004	AF124	CV8316	AF126
C180P13	BTX41-1200R	CS9013H	BF115	CV7005	BC177	CV8332	OA90
C1780	(BY127)	CS9016D	BF167	CV7006	AC132	CV8339	BZX79-C5V1
CD000	BA100	CS9016E	BF167	CV7007	ASY77	CV8340	BAX16
CD00080	BA216	CS9017D	BF185	CV7008	BC179	CV8342	ASZ15
CD0014	BA216	CS9017E	BF185	CV7026	BC126	CV8343	AF125
CD0099	BA216	CS9021D	BF115	CV7027 - 7030	BC127	CV8344	AF125
CDG00	BA100	CS9021E	BF115	CV7040	BAX16	CV8346	ASY77
CDT1311	ASZ16	CTP1003	ASZ15	CV7041	OA95	CV8354	AF124
CDT1313	ASZ18	CTP1006	ASZ16	CV7043	BCZ10	CV8356	ASZ16
CER68	BY126	CTP1032 - 1036	AC126	CV7044	BCZ11	CV8510	BZX79-C7V5
CER69	BY126	CTP1111	ASZ15	CV7047	BAV10	CV8992	BYX10
CER72	BY127	CTP1320	AC126	CV7048	BAV10		
CER720	BY127	CTP1330	AC126	CV7075	BCZ11		
CG1C	OA95	CTP1340	AC126	CV7076	BAX13	D1B	AA119
CG1E	OA95	CTP1350	AC126	CV7083	ASZ15	D1E	OA95
CG4E	OA95	CTP1360	AC126	CV7084	ASZ16	D1SA	OA95
CG12E	OA90	CTP1390	AF127	CV7085	ASZ15	D1W	AA119
CG41H	OA95	CTP1400	AF127	CV7086	ASZ18	D4	BY127
CG42H	OA95	CTP1410	AF126	CV7087	ASY27	D6HZ	BY127
CG44H	OA95	CTP1551	ASZ15	CV7089	AF124	D8HZ	BY127
CG50H	OA95	CV425	OA91	CV7099 - 7105	BZY88 serie	D15A	BY127
CG60H - 64H	OA90	CV442	AA119	CV7111	ASY73	D15C	BY127
CG83H	AAZ17	CV448	OA91	CV7112	ASY74	D18	BY126
CK13	ASY27	CV1353	OA91	CV7113	BY127	D25C	BY126
CK14	2N1307	CV1354	OA95	CV7114	BY127	D29A5	(2N2907)
CK17	2N1309	CV2389	AC125	CV7117	BCZ12	D45C	BY126
CK22	AC126	CV2400	AC125	CV7118	AC132	D65C	BY126
CK65	ASY27	CV3524	BAX16	CV7127	BAV10	D85C	BY127
CK66	AC126	CV3924	OA95	CV7130	OA91	D105C	(BY127)
CK67	AC126	CV5063	OA95	CV7141	BZY88-C4V3	D125C	BY127
CK705	OA90	CV5105	AF127	CV7142	BZX79-C9V1	D400	(BY126)
CK707	OA90	CV5209	BAV10	CV7143	BZX79-C9V1	D5580	(BAW95E)
CK708	OA90	CV5308	BZX79-C6V2	CV7144	BZX79-C12	DC1504	(BAW95F)
CK713A	OA90	CV5323	BAX16	CV7311 - 7320	BCY38 serie	DD006	BY126
CK718	AC125	CV5357	BZX79-C9V1	CV7332	BAX16	DD056	BY126
CK721	AC125	CV5378	BZX79-C5V6	CV7344	BCY30	DD058	BY127
CK722	AC125	CV5379	BZX79-C7V5	CV7345	BCY31	DD236	BY126
CK724	AC125	CV5439	BC178	CV7346	BCY32	DD268	BY127
CK727	AC125	CV5447	BC177	CV7347	BCZ11	DK13	(AAZ17)
CK751	AC132	CV5710	AF124	CV7348	2N1302	DP6	OA90
CK759	AF127	CV5711	ASY77	CV7349	2N1304	DP6C	OA90
CK760	AF127	CV5712	BC177	CV7350	2N1306	DP7	OA90
CK761	AF126	CV5713	AC132	CV7351	2N1308	DP10	OA90
CK762	AF126	CV5815	BZX79-C4V7	CV7353	2N1305	DR5	BZX79-C5V1
CK766	AF126	CV5816	BZX79-C6V8	CV7354	2N1307	DR6	BZX79-C6V2
CK791	BCZ11	CV5829	BZX79-C8V2	CV7355	2N1309	DR7	BZX79-C7V5
CK793	ASY77	CV5848	BCZ11	CV7363	BCZ11	DR100	BY126
CK870	AC125	CV5855	OA95	CV7364	BAV10	DR128	BA100

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
DR313	OA95	F8	(BY127)	G68	OA95	GD4	AA119
DR365	AA119	F11	BY127	G69	OA95	GD4E	OA95
DR400	BY126	F12	BYX38-300	G89	BYX48-300	GD4S	OA95
DR464	OA95	F21	BYX22-600	G296	BA148	GD5	AA119
DR800	BY127	F22	BYX38-300	G498	(AAZ17)	GD5E	OA95
DS60	OA90	F41	BYX22-600	G504	BYX48-300	GD6	OA90
DS61	OA90	F42	(BY127)	G506	BYX42-600	GD6E	AA119
DS62	OA90	F61	(BY127)	G510	OA95	GD8	OA95
DS159	OA90	F82	BYX38-1200	G580	(AAZ18)	GD8E	AAZ15
DS160	OA90	F100	BAX16	G603	AA119	GD8F	AAZ15
DS161	OA90	FBO50	(BY164)	G604	BYX48-300	GD11E	OA95
DS604	OA90	FD3 - 7	(AAZ18)	G1004	BYX48-300	GD12	OA90
DS611	OA90	FD100	(BAX13)	G1004R	BYX48-300R	GD12E	OA90
DS621	OA90	FD111	(BAX13)	G1006	BYX48-300	GD13E	AA119
DS1601	OA90	FD200	(BAX16)	G1006R	BYX48-300R	GD71	OA90
DS1604	OA90	FD600	(BAV10)	G1010	BYX42-300	GD71E	OA90
DS1606	OA90	FD700	(BAX13)	G1010R	BYX42-300R	GD71E2	OA90
DT1613	2N1613	FD777	(BAX13)	G1050	BY127	GD71E3	OA90
DZ10A	BZX79-C9V1	FD827	(BAV10)	G2004	BYX48-300	GD71E4	OA90
DZ12A	BZX79-C12	FD828	(BAW62)	G2004R	BYX48-300R	GD71E5	OA90
E11	(BY127)	FD829	(BAX13)	G2006	BYX48-300	GD72	AA119
E21	(BY127)	FD6666	(BAV10)	G2006R	BYX48-300R	GD72E	AA119
E41	(BY127)	FDA100	1N914	G2010	BYX42-300	GD72E3	OA90
E61	(BY127)	FDA101	1N914	G2010R	BYX42-300R	GD72E4	OA90
E81	(BY127)	FDH600	(BAV10)	G3010	BYX42-600	GD72E5	OA90
E101	(BY127)	FDH666	(BAW56)	G3010R	BYX42-600R	GD73E	AA119
E107	BA119	FDH694	(BAX13)	G4004	BYX42-900	GD73E4	AA119
EA080	BY127	FDN600	(BAW56)	G4004R	BYX48-600R	GD73E5	AA119
ED3	AA119	FDN666	(BAW56)	G4006	BYX48-600	GD242A	AD162
ED1800	AA119	FDR300	(BYX10)	G4006R	BYX48-600R	GD242B	AD162
ED1892	OA90	FDR600	(BAV10)	G4010	BYX42-900	GD242C	AD162
ED1903	OA95	FDR700	(BAX13)	G4010R	BYX42-900R	GD242D	AD162
ED2102	OA90	FM910	BYX52-600	G5006	BYX48-900	GET3	AC126
ED2848	BY127	FST1/4	BY127	G5006R	BYX48-900R	GET4	AC126
ED2911	BY127	FST2/8	BY127	G5010	BYX42-900	GET6	AC126
ED2919	BY126	G2	OA90	G5010R	BYX42-900R	GET12	AC126
ED2923	BY127	G2,5/9	OA95	G6004	BYX48-900	GET13	AC126
ED3008	BY127	G4/10	OA90	G6004R	BYX48-900R	GET102	AC132
EFD108	OA95	G5/2	AA119	G6006	BYX48-900	GET103	AC132
EFD110	AA119	G5/4	OA95	G6006R	BYX48-900R	GET104	AC128
EFD112	AA119	G5/5	AA119	G6010	BYX42-900	GET106	AC128
EM501	(BY127)	G5/6	OA95	G6010R	BYX42-900R	GET110	ASY80
EM502	(BY127)	G5/61	OA95	G8004	BYX48-1200	GET111	AC132
EM504	(BY127)	G5/65	AA119	G8004R	BYX48-1200R	GET113	AC128
EM506	(BY127)	G5/103	AA119	G8006	BYX48-1200	GET114	AC128
EM508	(BY127)	G5/104	OA95	G8006R	BYX48-1200R	GET115	(ASY80)
EM510	(BY127)	G5/105	AA119	G8010	BYX48-1200	GET116	AC128
EM513	(BY127)	G5/161	OA95	G8010R	BYX48-1200R	GET119	AC128
ER41	BY126	G6HZ	BYX39-600	GA1	OA95	GET872	(ASY27)
ER81	BY127	G8HZ	BYZ39-800	GA100	AA119	GET873	AF127
ER308	BY127	G26	OA90	GA101	AA119	GET874	AF127
ERD800	BY127	G48	AA119	GA104	OA95	GET875	(ASY27)
ES3100	AC125	G50	OA95	GA52829	AC125	GET880	ASY26
ES3123	AC128	G51	AA119	GD1E	OA95	GET882	(2N1306)
ES3124	AC128	G53	OA90	GD1Q	OA95	GET883	(AF127)
ESM100	(BY126)	G60	OA95	GD2E	OA95	GET884	AF127
		G63	OA95	GD2Q	OA95	GET885	2N1309
		G65	OA95	GD3	OA90	GET887	AC126
		G66	OA95	GD3E	OA95	GET889	ASY27
		G67	OA95	GD3/71	AAZ15	GET896	(ASY26)

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
GET897	AC126	GSD5/62	OA95	HEP251	AC126	HT401	(BC548)
GET898	AC126	GSD9	OA95	HF1	AF127		
GEX12	OA90	GT3	AC125	HF2	AF126		
GEX13	OA95	GT4A	AC132	HG1005	OA95		
GEX23	OA95	GT11	AF127	HG1012	OA90		
GEX24	OA95	GT12	AF127	HG5008	(AAZ17)	IF1	AF127
GEX34	AA119	GT13	AF126	HG5087	(AAZ17)	IF2	AF127
GEX35	AA119	GT14	ASY77	HG5095	(AAZ15)	ITT600	(BAV62)
GEX36	OA90	GT20	AC132	HG5808	(AAZ17)	ITT601	1N4150
GEX37	OA90	GT31	AC125	HJ15	AC126	ITT777	(1N4150)
GEX39	OA90	GT32	AC132	HJ17D	AC128	IWP	BY127
GEX44	OA95	GT33	AC132	HJ22D	AF127		
GEX45	OA95	GT34	AC125	HJ23	AF126		
GEX45/1	OA95	GT34HV	ASY77	HJ32	AF125		
GEX45/2	OA95	GT34S	AC125	HJ34	AC128		
GEX54	OA95	GT38	AC125	HJ35	ASZ16	J1	AC128
GEX58	OA95	GT41	ASY27	HJ37	AF125	J2	AC128
GEX61	OA95	GT42	ASY27	HJ50	AC126	J3	AC128
GEX66	(AA119)	GT43	ASY27	HJ51	AC128	JCN1	BY126
GEX71	(AAZ18)	GT45	ASY26	HJ55	AF126	JCN2	BY126
GEX941	(AAZ15)	GT74	AC126	HJ56	AF127	JCN4	BY126
GEX942	(AAZ15)	GT81	AC126	HJ57	AF126	JCN7	BY127
GEX943	(AAZ15)	GT81HS	AC126	HJ60	AF126	JP1	AC132
GEX944	(AAZ15)	GT81R	AC132	HJ62	AC125		
GEX945	(AAZ15)	GT83	AC125	HJ70	AF125		
GEX946	(AAZ15)	GT87	AC125	HJ71	AF125	K2,5/9	OA95
GEX951	(AAZ18)	GT88	ASY26	HJ72	AF125	K4/10	BYX52-600
GEX952	(AAZ18)	GT109	AC132	HJ73	AF126	K5/2	BYX51-600
GFT20	AC126	GT122	AC126	HJ74	AF127	K5/4	BYX52-600
GFT20R	BC179	GT161	AF126	HJ75	AF126	K5/5	BYX52-600
GFT21	AC126	GT222	AC125	HMG789	BAX16	K5/6	BYX52-1200
GFT21/15	AC125	GT310	AC128	HMG3593	BA100	K5/61	BYX52-1200
GFT25	AC126	GT759	AF127	HMN3593	BAX16	K5/62	BYX52-1200
GFT31	AC126	GT760	AF127	HMR3593	BAX16	K5/103	AF125
GFT31/15	AC128	GT761	AF126	HMS3593	BAX16	K5/104	AF125
GFT32	AC126	GT762	AF126	HS3	ASY27	K5/161	BZY93 series
GFT34	AC128	GT949	(AC126)	HS4	ASY27	K540	BZX79-C6V2
GFT34/15	AC128	GT2766	AC127	HS101	BAX16	K1040	BZX79-C6V8
GFT41	(AF239)	GT2906	AC127	HS1004	BAX16	K2040	BZX79-C6V2
GFT42A	AF125	GX54	OA95	HS1005	BAX16	K3040	BZX79-C7V5
GFT42B	AF125	GZ10A	BZZ20	HS1006	BAX16	K4040	BZX79-C8V2
GFT43	AF127	GZ12A	BZZ22	HS1007	BAX16	K5040	BYX52-1200
GFT43A	AF127	GZ15A	BZZ24	HS1008	BAX16	K6040	BYX/1200
GFT42B	AF125	GZ18A	BZZ26	HS1009	BAX16	KFT357F	AF125
GFT43C	AF126	GZ22A	BZZ28	HS1010	BAX16	KFT357P	AF125
GFT43D	AF126	H8DEF	AF127	HS1011	BAX16	KR50 to 58	BZY93 series
GFT44	AF127	HA1	AC125	HS1012	BAX16	KS37A	BZY93 series
GFT45	AF127	HA2	AC125	HS1395	BAX16	KS38A	BZX79-C6V2
GM290	AF239	HA3	AC125	HS2043	BZY88-C4V3	KS38B	BZX79-C6V8
GR1	BYX50-200	HA7520	AC128	HS2047	BZX79-C4V7	KS39A	BZX79-C6V2
GR2	BYX50-300	HA7531	BCZ12	HS2051	BZX79-C5V1	KS40A	BZX79-C7V5
GR2010	BYX30-200	HD16A	OA90	HS2056	BZX79-C5V6	KSKE125C/500	BZX79-C8V2
GR3010	BYX30-300	HD197	AC132	HS2062	BZX79-C6V2		BY127
GR4010	BYX30-400	HD2053	OA95	HS2068	BZX79-C6V8	LT5093	ASZ15
GSD2	OA95	HD2057	OA95	HS2075	BZX79-C7V5		
GSD2/5/9	OA91	HD2060	OA95	HS2082	BZX79-C8V2	M0	(BAX12)
GSD4/10	OA95	HD2063	OA95	HS2085	BZX79-C8V2	M4HZ	BY127
GSD4/12	OA95	HD6005	OA200	HS2091	BZX79-C9V1	M8HZ	BY127
GSD5/6	OA95	HDS395	BA100	HS2120	BZX79-C12	M12	BY126
GSD5/61	OA95	HE3593	BA100	HT400	(BC548)	M14	BAX15

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
M22	(BAV21)	MHT4515	2N3553	MPSU01	(BD137)	NKT202 - 207	AC126
M24	(BA148)	MJ900	BDX62	MPSU05	(BD137)	NKT208	AC188
M34	(BA148)	MJ901	BDX62A	MPSU06	(BD139)	NKT210 - 214	AC132
M42	BYX10	MJ1000	BDX63	MPSU51	(BD138)	NKT215	AC128
M44	(BYX10)	MJ1800	(BDY98)	MR31	BA145	NKT216	AC132
M62	BY126	MJ2500	BDX64	MSS1000	(BA216)	NKT217	ASY77
M64	(BY126)	MJ2501	BDX64A	MSS1001	(BA216)	NKT219	ASY80
M69	(BYX48-310)	MJ3000	BDX65	MT14	BY127	NKT221	AC188
M70	(BYX48-600)	MJ3001	BDX65A	MT21	BY127	NKT222	AC132
M72D	BY127	MJ3029	(BDY95)	MT24	BY126	NKT223	ASY80
M82	(BYX10)	MJ3030	(BU133)	MT44	BY127	NKT224	ASY80
M84	(BYX10)	MJ4000	BD263	MT64	BY127	NKT225	ASY80
M102	BY127	MJ4001	BD263A	MT84	BY127	NKT228	(AC188)
M104	(BYX10)	MJ4010	BD262	MT101	(AC187)	NKT229	ASY80
M550	OA91	MJ4011	BD264A	MT1060	2N3570	NKT241	(AC128)
M550A	OA95	MJE101	(BD132)	MTC70	AC132	NKT243	ASY80
M550B	OA95	MJE105	(BD132)	MTC71	AC126	NKT244	AC125
M720B	BY127	MJE201	(BD131)	MTC72	AC132	NKT247	ASY77
M820	OA91	MJE205	(BD131)	MTC76	AC128	NKT251	AC188
M1230	OA91	MJE700	BD262	MZ5A	BZX79-C5V6	NKT252	AC126
M3100	OA95	MJE701	BD262	MZ6K	BZX79-C6V2	NKT253	AC188
M6100	OA91	MJE702	BD262A	MZ8A	BZX79-C8V2	NKT261	AC128
M34A	OA95	MJE703	BD262A	MZ10A	BZX79-C10	NKT262	AC128
M38A	OA95	MJE800	BD263	MZ12A	BZX79-C12	NKT264	AC128
M52	AA119	MJE801	BD263A	MZ15A	BZX79-C15	NKT270	ASY27
M51/1N51	AA119	MJE802	BD263A	MZ18A	BZX79-C18	NKT272	ASY26
M54A	OA95	MJE803	BD263A	MZ22A	BZX79-C22	NKT274	ASY26
M54A/1N54C	1N4148	MM4	BY126	MZ500-9	BZX79-C5V1	NKT275	ASY26
M56/1N56	BAV10	MM1549	BLX92	MZ500-11	BZX79-C6V2	NKT281	AC125
M81/1N81	OA95	MM1550	BLX93	MZ1016	BZX79-C16	NKT302	ASY77
M95/1N95	1N4148	MM1551	BLX94	MZ4615	(BZX75-C2V1)	NKT304	ASY27
M102	BY127	MM1557	BLY91A	MZ4616	(BZX75-C2V1)	NKT351	ASY27
MA23A	AA119	MM1558	BLY92A	MZ4618	(BZX75-C2V8)	NKT401	ASZ15
MA23B	AA119	MM1559	BLY93A	MZ4619	(BZX75-C2V8)	NKT402	ASZ16
MA23C	AA119	MM1601	BLY87A	MZ4620	BZY88-C3V3	NKT403	ASZ18
MA51	(AA119)	MM1613	2N2219	MZ4621 - 4627	BZY serie	NKT404	ASY17
MA51A	AA119	MM1941	(BFX89)	MZZ92 serie	BZY96serie	NKT405	ASZ18
MA125	BY126	MMR6/1	AC126			NKT603	AF124
MA215	BY127	MMR6/2	AF124			NKT613	AF124
MA4060D	BYX35	MMR6/3	AF126			NKT674	AF124
MC19	BAV20	MMR6/4	ASZ15	N201	ASY28	NKT675	AF124
MC22	BAX12	MMR6/6	ASZ18	NA85	BY127	NKT676	(AF239)
MC140	BD135	MMR6/11	AC128	NKT4	ASY27	NKT677	AF127
MC150	BD136	MPF102	BFW10	NKT11	AC125	NKT713	AF127
MC800	BD135	MPS918	2N918	NKT12	AC125	NKT717	AF127
MC810	BD137	MPS2369	2N2369	NKT32	AF126	NKT734	AF127
MC900	BD136	MPS2369A	2N2369A	NKT33	AF127	NKT736	ASY28
MC910	BD136	MPS3638	2N2906	NKT42	AF127	NKT773	ASY29
MC2396	BA100	MPS6514	BC148	NKT43	AF127	NKT774	ASY28
ME1001	(BC407)	MPS6533	(BC177)	NKT72	AF125	NKT781	AC127
ME1002	(BC407)	MPS6534	(BC177)	NKT73	AC132	NU34	OA95
ME2001	(BC407)	MPS6535	(BC177)	NKT124	AC132	NU38	OA95
ME2002	(BC407)	MPS6580	BC179	NKT125	AC125	NU58	OA95
ME4101	(BC407)	MPS9600 - 9603	BF115	NKT127	2N1309	NV34	OA95
ME4102	(BC407)	MPSA18	(BC547)	NKT128	AC128	NV38	OA95
MEU22	BDY96			NKT132	AF126	NV58	OA95
MFT122	AC128			NKT133	AF127		
MFT123	AC127			NKT135	AC132		
MHT4414	2N3553			NKT137	AC132		
MHT4453	BFY55			NKT201	AC188		

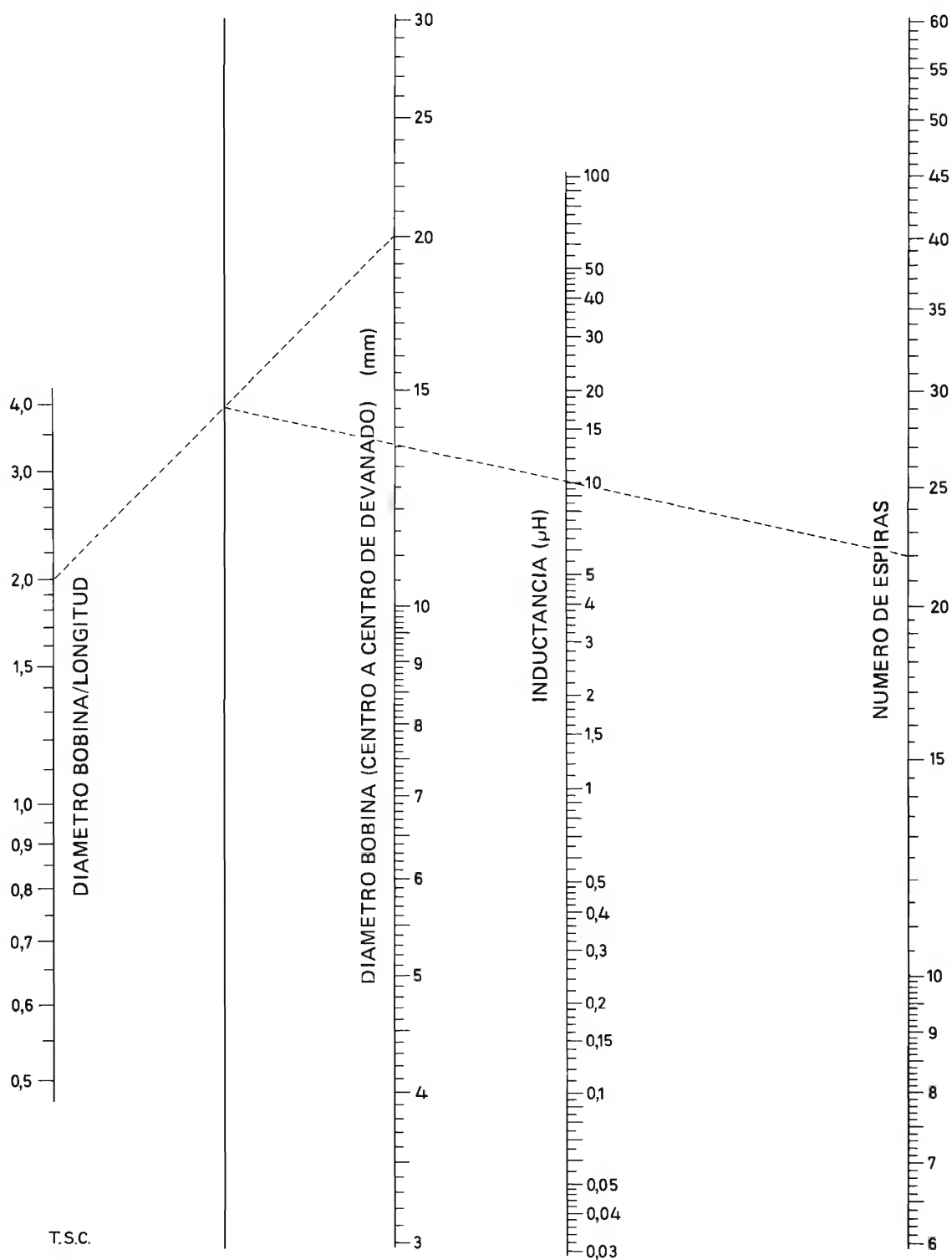
GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
OA5	AAZ15	OA265	OA95	OC171	(AF124)	OC622	(AF125)
OA7	AAZ17	OA266	OA95	OC200	BCZ10	OC623	(AF125)
OA9	AAZ18	OA2200 - 227	BZX79 serie	OC201	BCZ11	OC624	(AF125)
OA10	(AAZ17)	OA2208	BZY88C-4V3	OC202	(ASY27)	OC701	(BCY31)
OA21	OA90	OA2228	BZY93C/10	OC203	(BCY34)	OC702	(AC127)
OA45	BAV10	OA2230	BZY93C/12	OC204	BCY38	OC810	(AC125)
OA47	(AAZ17)	OA2240 - 247	BZY79 serie	OC205	(BCY39)	OC811	AC125
OA48	BAV10	OA2268	BZY88C/4V3	OC206	(BCY40)	OC6015	AC125
OA49	BAV10	OA2269	BZY79C-5V1	OC302	(AC128)	OS13	AF126
OA50 - 61	OA95	OA2270 - 273	BZY79 serie	OC303	(AC125)	OS33	BA100
OA65	OA95	OA2291	BZY93C-7V5	OC304	(AC125)	OS34	OA202
OA70	OA90	OA2292	BZY93C-9V1	OC304-1	(AC125)	OS35	OA202
OA71	OA95	OC5	(AF124)	OC304-2	(AC125)	OX3003	AC125
OA72	AA119	OC13	(AC125)	OC304-3	(AC125)	OX3004	AC132
OA73	OA90	OC14	(AC126)	OC305-N	AC125	OX4001	AF126
OA74	OA95	OC16	(AD162)	OC305-1	(AC126)	OY100	BY127
OA79	AA119	OC28	ASZ15	OC305-2	(AC126)	OY101	BY127
OA80	OA91	OC29	ASZ16	OC306-1	(AC125)	OY241	BY127
OA81	OA95	OC33	(AC125)	OC306-2	(AC125)	OY252 - 257	BY127
OA85	OA90	OC34	AC125	OC306-3	(AC125)	OY312 - 317	BY127
OA86	(OA95)	OC35	(ASZ17)	OC307	ASY80	OY5061 - 5067	BY127
OA87	OA95	OC36	ASZ18	OC307-1	(ASY76)		
OA91	OA95	OC37	ASY76	OC307-2	(ASY76)		
OA92	OA95	OC38	AC132	OC307-3	(ASY76)		
OA96	1N4148	OC41	BSY27	OC308	AC128		
OA100-30	OA95	OC42	ASY27	OC309	ASY77)	P6	BY127
OA126	BZX79-C4V7	OC43	(ASY27)	OC310	AC128	P6HZ	BYX25-1000R
OA126-4	BZX88-C3V9	OC44	(AF126)	OC318	AC128	P6RP8	BY127
OA126-5		OC45	(AF126)	OC364	BC179	P100	BY126
126-12	BZX79 serie	OC46	(ASY26)	OC390	AF127	P504	(BYX38-300)
OA126-14	BZX79-C15	OC47	(ASY27)	OC400	(ASY27)	P506	(BYX38-300)
OA126-18	BZX79-C18	OC57	(AF124)	OC410	(ASY27)	P510	(BYX42-600)
OA127	AAZ18	OC58	(AF125)	OC430	(BCY33)	P1004(R)	BYX48-300(R)
OA128	(AAZ17)	OC59	(AF126)	OC440	BCY30)	P1006(R)	BYX48-300(R)
OA129	(AAZ17)	OC60	(AF127)	OC443K	BCZ10	P1010(R)	BYX42-300(R)
OA130	(AAZ15)	OC65	AC125	OC445	(BCY30)	P2004(R)	BYX48-300(R)
OA150	OA95	OC66	AC126	OC449	(BCY30)	P2006(R)	BYX48-300(R)
OA159	AA119	OC70	AC125	OC449K	ACZ12	P2010(R)	BYX42-300(R)
OA160	OA90	OC71	AC125	OC450	(BCY30)	P3010(R)	BYX42-600(R)
OA161	(OA95)	OC72	AC132	OC460	BCZ11	P4004(R)	BYX48-600(R)
OA174	OA95	OC73	AC126	OC463	(BCY34)	P4006(R)	BYX48-600(R)
OA179	AA119	OC74	AC128	OC465	(BCY34)	P4010(R)	BYX42-900(R)
OA180	(AAZ17)	OC75	AC126	OC466	(BCY34)	P5006(R)	BYX48-900(R)
OA182	(AAZ15)	OC76	(ASY76)	OC467	(BCY34)	P5010(R)	BYX42-900(R)
OA186	1N4148	OC77	(ASY77)	OC468	(BCY32)	P6004(R)	BYX48-900(R)
OA199	AA119	OC78	(AC128)	OC460K	BCZ11	P6006(R)	BYX48-900(R)
OA200	BAX16	OC79	AC132	OC469	(BCY30)	P6010(R)	BYX42-900(R)
OA202	BAX16	OC79C	ASY73	OC470	(BCY31)	P8004(R)	BYX48-1200(R)
OA204	BA100	OC80	(AC126)	OC470K	BCZ11	P8006(R)	BYX48-1200(R)
OA210 - 213	BYX38 serie	OC81 - 85	(AC128)	OC601	AC125	P8010(R)	BYX42-1200(R)
OA214	BY127	OC110	(AC125)	OC602	AC125	PA340(A)	BY126
OA215	(BYX38-600)	OC120	(AC125)	OC602S	AC132	PADT23	AF127
OA216	(BYX38-300)	OC122	(AC126)	OC603	AC126	PADT24	AF127
OA250	(BYX52-600)	OC123	(AC125)	OC604	AC126	PADT25	AF126
OA251	(BYX52-600)	OC130	AC125	OC604S	AC128	PADT28	AF139
OA252	(BYX52-600)	OC139	(ASY73)	OC610	(AF126)	PADT30	AF139
OA257	OA90	OC140	(ASY74)	OC612	(AF127)	PADT31	AF125
OA258	OA90	OC141	(ASY75)	OC613	(AF126)	PBC107	BC107
OA260	(BYX52-600)	OC169	(AF126)	OC614	(AF125)	PBC108	BC108
OA261	OA95	OC170	(AF125)	OC615	(AF124)	PBC109	BC109

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
PH108	BY127	RL449	OA95	SD7	BAX16	SFD110	AA119
PH1012	BY127	RN2015	BYX25-600	SD8	BY127	SFD112	AA119
PH1021	BY126	RN3015	BYX25-600	SD15	BAX16	SFD113	AA119
PS125	(BY126)	RN4015	BYX25-800	SD30	BAX16	SFD115	AA119
PS140	BY126	RN5015	BYX25-1000	SD34	OA95	SFD119	BAV10
PS2247	BY126	RN6015	BYX25-1000	SD34A	OA95	SFD121	AA121
PT1558	2N3553	RR83	AC125	SD38	OA95	SFD122	AAZ17
PT3690	2N1613	RR87	AC125	SD46	AA119	SFD125	AAZ15
PZ10A	BZZ20	RR117	AC125	SD50	BAX16	SFD127	(AAZ17)
PZ12A	BZZ22	RR160	AC127	SD54	OA95	SFD129	AAZ18
PZ15A	BZZ24	RR161	AC126	SD60	OA90	SFD132	(AAZ17)
PZ18A	BZZ26	RR162	AC126	SD80	BAX16	SFD135	AAZ15
PZ22A	BZZ26	RRY14	AC125	SD91	BYX86-150	SFD180	BAX16
		RRY20	AC125	SD92	(BY127)	SFD181	BAX16
		RRY34	AC125	SD94	(BY127)	SFD182	AA119
Q6	AC132						
Q7	AC132	RT2460	BCZ12	SD96	BY127	SFR125	AAZ15
Q8	AC132	RZ10A	BZY93-C10	SD220	BAX16	SFR150	BY126
Q12H01	AF127	RZ12A	BZY93-C12	SD925	BY126	SFR151	BY126
QZ4-7	BZX79-C4V7	RZ15A	BZY-C15	SEO5A	(BY127)	SFR152	BY126
		RZ18A	BZY93-C18	SE32	BA148	SFR153	BY127
QZ6-8	BZX79-C6V8						
QZ8-2	BZX79-C8V2	RZ22A	BZY93-C22	SE1001	(BF194)	SFR154	BY126
		RZ27A	BZY93-C27	SE1002	(BF194)	SFR155	BYX38-900
		RZ33A	BZY93-C33	SE1010	(BF194)	SFR156	BYX38-900
		RZ39A	BZY93-C39	SE2001	(BF185)	SFR164	BY127
		RZ47A	BZY93-C47	SE3001	(BF173)	SFR180(R)	BYX42-600(R)
RD4,7A	(BZY96-C4V7)	RZ56A	BZY93-C56	SE5001	(BF173)	SFR181(R)	BYX42-600(R)
RD5,1A	(BZY96-C5V1)	S2AR1	(BY127)	SE5002	(BF173)	SFR182(R)	BYX42-600(R)
RD5,6A	BZX61-C5V6	S2E20	BY126	SE5003	(BF173)	SFR183(R)	BYX42-600(R)
RD6,2A	BZX61-C6V2	S16	(BY126)	SE5020	(BF173)	SFR184(R)	BYX42-900(R)
RD6,8A	BZX61-C6V8	S16A , B	(BY126)	SE5021	(BF173)	SFR191	BYX25-600
RD7,5A	BZX61-C7V5	S20	BY127	SE5022	(BF173)	SFR251	BY126
RD9B	BZX61-C8V2	S21 - 24	BAX16	SE5003	(BF167)	SFR252	BY126
RF1	AF127	S28	BY127	SE5024	(BF167)	SFR254	BY126
RF2,7B	(BZX75-C2V8)	S32 - 35	BAX16	SE5025	(BF173)	SFR255	BY127
RF3B	(BZX75-C2V8)	S63	BY127	SE5052	(BF200)	SFR256	BY127
RF3,3B	BZY88-C3V3	S235	(BY126)	SE5055	(BF200)	SFR264	BY127
RF3,6B	BZY88-C3V6	S243	(BY126)	SE6020A	BFY44	SFR266	BY127
RL31	OA95	S258	BY127	SE7001	(BSW68)	SFR268	BY127
RL31G	AA119	S407	BA100	SE7015	BF178	SFT48	AC127
RL32	OA95	S555G	BAW62	SE8001	2N2218	SFT101 - 104	AC125
RL32G	AA119	SA131	AC128	SF115	BC107	SFT105 - 108	AC126
RL33	AA119	SAY30	BAX16	SF165	BF196	SFT109	AC125
RL33D	AA119	SAY32	BAX16	SF166	BF196	SFT111	AC125
RL34	OA95	SAY40	AA119	SF167	BF167	SFT112	AC132
RL34G	OA95	SAY42	BAX16	SF173	BF173	SFT114	ASZ15
RL41	OA90	SB100	AF126	SF180	BF180	SFT115	AC126
RL41G	OA90	SC8	BY127	SF181	BF181	SFT116	AC125
RL43	OA95	SC12	AC125	SF194	BF194	SFT117	AF124
RL43G	OA95	SC107	BC107	SF195	BF195	SFT118	AF124
RL44	OA95	SC108	BC108	SF196	BF196	SFT119	AF126
RL44G	OA95	SC109	BC109	SF197	BF197	SFT120	AF125
RL49	OA90	SCE1	BY126	SF200	BF200	SFT121	AC132
RL52	AA119	SCE4	BY126	SFD010	AA119	SFT122	AC132
RL143	OA95	SCE6	BY127	SFD021	(AAZ17)	SFT123	AC132
RL231	OA95	SCR53A	BT101-300R	SFD037	(AAZ17)	SFT124	AC188
RL232	AA119	SD1	BY126	SFD083	BA217	SFT125	AC188
RL329	AA119	SD1B	BY127	SFD104	OA90	SFT125P	ASY80
RL349	OA90	SD2	BY127	SFD106	OA90	SFT126	ASY26
RL419	OA90	SD5	BAX16	SFD107	AA119	SFT127	ASY26
RL439	OA95	SD6	BY127	SFD108	OA95	SFT128	ASY27

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
SFT130	AC128	SFT367	AC128	ST125	AC126	TF1	BYX36-150
SFT131	AC128	SFT377	AC127	ST171	AF127	TF2	BYX36-150
SFT131P	ASY80	SFT506	AC126	ST172	AF126	TF5	(BAW62)
SFT142	(ASY80)	SFT507	ASY26	ST173	ASY74	TF6	1N914
SFT143	(ASY76)	SFT508	2N1309	ST301	AC126	TF7	(BAW62)
SFT144	(ASY77)	SFT522	AC127	ST302	AC126	TF11	BA100
SFT145	AC128	SFT523	AC132	ST303	AC125	TF20	BAX16
SFT146	AC128	SFT582	AC125	ST1244	BFY50	TF21	(BAX15)
SFT150	ASZ15	SFT584	AC125	ST6110	BFY55	TF22	OA202
SFT151	(AC125)	SFT714	(BC107)	SV124	BZX79C-5V6	TF23	BA145
SFT152	(AC125)	SHI	BY126	SV128	BZX79C-8V2	TF44	BAX13
SFT153	AC125	SI01	BY127	SV134	BZX79C-12	TF49	ASY27
SFT163	AF239	SI03	BY127	SW05	BY127	TF51	BAV10
SFT171 - 174	(AF239)	SI61K	BYX32-1200	SW05A	BY127	TF65	(AC125)
SFT184	ASY28	SI61L	BYX32-800	SW05B	BY127	TF65/30	AC125
SFT186	BF179	SI5065	BY127	SW05C	BY127	TF65/30M	AC125
SFT187	BFV30	SID20E	BYX52-600	SW05S	BY127	TF65/60	ASY77
SFT206	ASY26	SID20K	BYX52-1200	SX561	BAV10	TF65/60M	ASY77
SFT207	ASY26	SJ053F	BYX38-300	SX631	(BY126)	TF65M	AC125
SFT208	ASY27	SJ270	BY126	SX632	(BY127)	TF66	AC132
SFT211	ASZ15	SJ2,5/06	BYX42-900R	SX633	(BY127)	TF66/30I	AC132
SFT214	ASZ17	SK5/02	BY126	SX634	(BY126)	TF66/30II	AC132
SFT221	2N1303	SK5/12	BYX25-1000	SX635	(BY127)	TF66/30III	AC132
SFT222	(ASY77)	SK10/12	BYX32-1000R	SX638	(BY127)	TF66/60	ASY77
SFT223	2N1305	SK40	BY126	SX641	BAV10	TF68	AF126
SFT226	ASY26	SK3004	BC178	SX761	BZY91-C33	TF69/30	AC128
SFT227	ASY26	SK3005	AF124	SZ6	BZX79-C6V2	TF70	ASY73
SFT228	ASY27	SK3006	AF239	SZ7	BZX79-C6V8	TF71	ASY74
SFT229	ASY27	SK3007	AF239	SZ8	BZX79-C8V2	TF72	ASY74
SFT232	AC128	SK3008	AF124	SZ9	BZX79-C9V1	TF75	1N4448
SFT234	ASY77	SK3010	AC127	T12G	AAZ17	TF77	AC128
SFT237	AC125	SK3016	BY126	T13G	(AAZ17)	TF77/30	AC128
SFT238	ASZ15	SK3017	BY127	T14G	(AAZ17)	TF77/60	ASZ15
SFT240	ASZ18	SK3019	BC109	T21G	(AA119)	TF78/30	(AD162)
SFT241	AC128	SK3024	BD137	T34D	AC132	TF78/60	(AD162)
SFT242	AC128	SK3027	2N3055	T34E	AC132	TF80/60	ASZ15
SFT243	AC128	SL400	BYX40-600	T34F	AC132	TF80Y80	ASZ15
SFT250	(ASZ15)	SL600	BYX40-600	T65	AC125	TF227	BA100
SFT253	ASY77	SLA560	BY127	T1159	AC132	THP36	ASY74
SFT260	ASY74	SLA604	BY126	T1360	AF126	THP44	AC132
SFT288	ASY27	SLA604A	BY126	T1361	AF126	THP47	ASZ17
SFT298	2N1308	SLA2616	BY127	T1375	AF125	THP106	BC148
SFT306	AC126	SLA3196	BY127	T1376	AC128	TI363	(AF239)
SFT307	2N1305	SM280	(BY127)	T1377	AC128	TI408	(BC109)
SFT308	2N1309	SP8A	AC125	T1390	AF126	TI409	(BC109)
SFT316	AF126	SP8B	AC125	T1675	AF125	TI415	(BC107)
SFT317	AF126	SP8C	AC126	T1690	AF125	TI419	(BC107)
SFT319	AF127	SR10H1	BYX25-600	T1691	AF124	TI485	(BC109)
SFT320	AF127	SR500	(BY127)	T1692	AF126	TI3027	(ASZ16)
SFT321	AC125	SR500B	(BY127)	T1727	AF126	TI3028	(ASZ15)
SFT322	AC125	SR1692	BY126	T1737	AF125	TI3031	(ASZ15)
SFT323	AC125	SR42-1	BY127	T1814	AF125	TIP29A	(BD137)
SFT325	AC128	ST2	BYX32-800	T1832	AC126	TIP30	(BD138)
SFT335	(AC125)	ST28C	AF127	T1833	AC126	TIP31	(BD131)
SFT337	AC126	ST37D	AF126	T2024	AC126	TIP32	(BD132)
SFT354	AF125	ST70	(2N2369)	T2028	AC126	TIP110	BD263
SFT357	AF125	ST121	AC125	T2030	AC126	TIP111	BD263A
SFT357	AF125	ST122	AC128	T2478	BSX19	TIP112	BD263B
SFT357P	(AF239)	ST123	AC126	TCR42C	BTX18-100	TIP115	BD262
SFT358	AF124	ST124	AC125			TIP116	BD262B



NOMOGRAMA PARA BOBINAS DE UNA CAPA CON NUCLEO DE AIRE

Este nomograma permite hallar fácilmente uno de los cuatro parámetros de las bobinas de una capa con núcleo de aire conocidos los otros tres. Las líneas de construcción unen los valores de la relación *diámetro bobina/*

longitud y del *diámetro*, y los del *número de espiras* y de la *inductancia*, con punto común en la línea de referencia.

Multiplicado el *número de espiras* por 10^n , la *inductancia* resulta multiplicada en 100^n .

Bibliografía

JULIO MARINA

ELECTRICIDAD TEORICA BASICA

Primera parte: Electrostática

Segunda parte: Electrodinámica

Texto programado. Biblioteca Técnica Philips

Paraninfo. Magallanes, 21. Madrid-15

Dos volúmenes de 206 y 210 páginas (21 x 15 cm). 1974



Esta obra está dedicada a la exposición de los fundamentos teóricos de la Electricidad en forma de texto programado. Cada capítulo consta de una serie de apartados por medio de los cuales el alumno puede ir estudiando el tema de manera sistemática y progresiva, contestando las preguntas planteadas y comparando sus respuestas con la respuesta correcta. Se incluye asimismo “módulos de recuperación” mediante los cuales aquellos lectores que no han comprendido bien un concepto pueden seguir trabajando sobre él. Los conceptos más importantes de cada capítulo se reúnen en la Sección de Anotaciones, que el lector ha de completar para obtener un resumen del capítulo.

Índice de la primera parte: El átomo, Carga eléctrica. Ley de Coulomb. Campo eléctrico, línea de fuerza. Ley de Gauss. Energía potencial gravitatoria.

Índice de la segunda parte: Corriente eléctrica. Resistencia eléctrica. Ley de Ohm. Ley de Joule. Generadores de corriente continua. Motores eléctricos. Fuerza electromotriz. Ley de Ohm generalizada. Diferencia de potencial entre dos puntos de un circuito. Conexión de resistencias. Conexión de generadores. Leyes de Kirchoff.

CHARLES PEPIN

NUEVOS DISEÑOS DE RADIOCONTROL RECREATIVO

Marcombo, S. A. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7

Un volumen de 156 páginas (17 x 24 cm). 1974



Evidentemente el radiocontrol recreativo cuenta hoy en día con un gran número de aficionados gracias en gran medida a las posibilidades y ventajas que ofrecen los modernos componentes electrónicos. Este libro está dedicado a la descripción del funcionamiento y montaje de varios equipos diseñados y realizados por el autor con materiales y componentes de fácil adquisición en Francia.

Los equipos descritos son los siguientes:

Emisor “X-N15” y receptor “R-P4” de 72 MHz para lancha teledirigida

Equipo auxiliar de medida y comprobación (sintonía)

Mando de dirección servo “G-5” para lancha teledirigida

Mandos automáticos de simulación con volante de dirección y pedal de embrague

Emisor “X-F77” de 72 MHz

Servo “J-6”

Simili-multicanal “SM-5”

Bloque “R-CP72” para planeadores, etc.

Mando manual automático

Bicanal “MRA” para planeador o hidroplano

Servo a tiristores.

EMILIO HELLIN MORO

TELEVISION FUNDAMENTAL PARA TECNICOS REPARADORES

Ediciones CEDEL. Mallorca, 257. Barcelona-8

Un volumen de 148 páginas (17 x 23,5 cm). 1974



El propósito de este libro es el de proporcionar al estudiante de televisión los conocimientos que todo técnico debe poseer para ejercer su profesión con pleno éxito. Están escritos con sencillez y amenidad, exento de fórmulas y al alcance de cualquier iniciado en electrónica.

El primer capítulo trata de la emisora de televisión, describiendo la generación de la información de video y sonido y la función de los impulsos de sincronismo.

Los dos capítulos siguientes describen el receptor de televisión, circuito por circuito, con indicación de las averías más comunes en las diversas etapas.

En el capítulo cuarto se presenta un resumen de averías ilustradas con fotografías. Con esta tabla de averías se localiza rápidamente la etapa averiada, sea cual fuere la marca del televisor o modelo.

En el apéndice se estudian los generadores de barrido y se describen dos kits de receptores de televisión, con indicación de materiales necesarios para el montaje, esquemas prácticos y relación de posibles averías y deficiencias de funcionamiento más frecuentes y modo de subsanarlas.

REINBARD BIRCHEL

CIRCUITOS INTEGRADOS PARA EL RADIOAFICIONADO

Marcombo S. A. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7

Un volumen de 118 páginas (12 x 12 cm). 1974



En este manual, dentro de la colección "Electrónica Práctica", se describen un gran número de realizaciones prácticas con circuitos integrados especialmente dedicados al radioaficionado.

Se dedica el primer capítulo, a modo de introducción, a explicar lo que son y las posibilidades que ofrecen los circuitos integrados.

El capítulo segundo trata de las aplicaciones de los circuitos integrados lineales en la estabilización de tensión, en la amplificación de radiofrecuencia, en la mezcla y detección de señales y en la amplificación de baja frecuencia, con numerosos ejemplos prácticos.

El tercer capítulo está dedicado a aplicaciones de los circuitos integrados digitales, analizando en primer lugar los circuitos básicos y describiendo después algunas realizaciones prácticas tales como un reloj de estación digital, un frecuencímetro digital y un oscilador con selección decádica de frecuencias.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 8.- Sistema de altavoces para alta fidelidad.- Una sencilla máquina de sumar.- Diodos luminiscentes como indicadores de estado lógico en sistemas de las series 30 y 60.- Aplicaciones de radiofrecuencia de los transistores de efecto de campo en receptores de comunicación.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOC MOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Área de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 1102.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C.- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos.- Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.

Aplicaciones
de la
Serie 30

Minist

APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTÁTICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

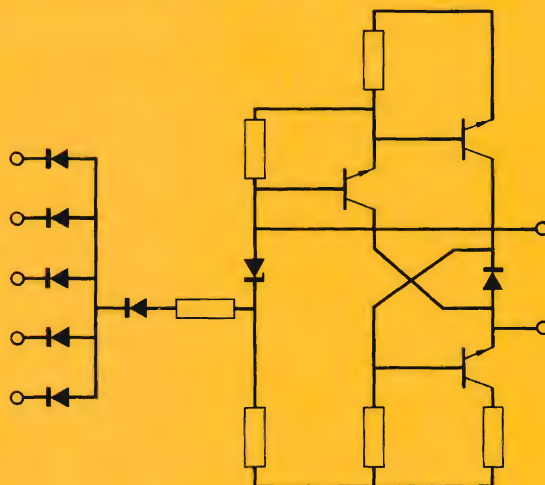
ELEVADA INMUNIDAD DINÁMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 % 15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo.....	0 °C a 70 °C
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador).....	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.....	10
estado ALTO.....	100
Margen de ruido c.c.	
alimentación 12 V.....	5 V
alimentación 15 V	
estado BAJO.....	5 V
estado ALTO.....	8 V

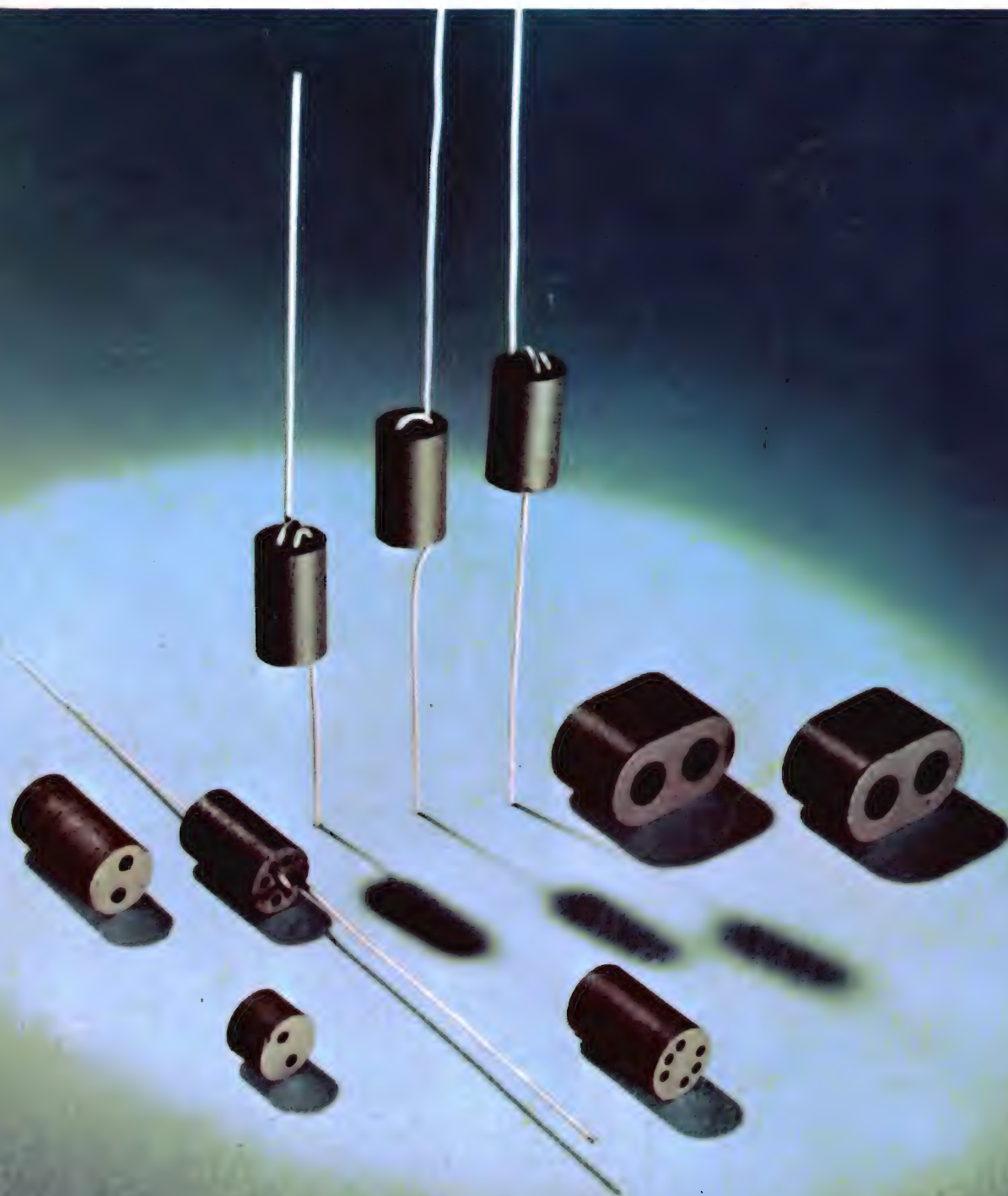
Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

REVISTA *Miniwatts*

Vol. 14-Núm. 5

MAYO 1975

30 Ptas.



NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del con-tador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Cir-cuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplaza-miento FDN156 de tecnología MOS.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de ca-racteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con cir-cuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de am-plio margen con circuitos integrados.- Aco-plamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodi-ficación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electró-nico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inver-sores de frecuencia variable con circui-tos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el cir-cuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio ló-gico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones tran-sitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tu-bos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcio-namiento y aplicación de los tubos indica-dores numéricos.- Sistemas de visualiza-ción para tubos indicadores numéricos.

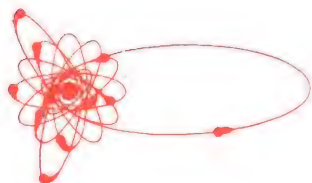
Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de si-licio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristo-res: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas bási-cas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fa-briación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización di-námica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de seña-les de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicacio-nes diversas.- Control de velocidad de ven-tiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inver-sor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:

Compaginación:

Delineación:
M^a CARMEN LAJUSTICIA
Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:
COMPañÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

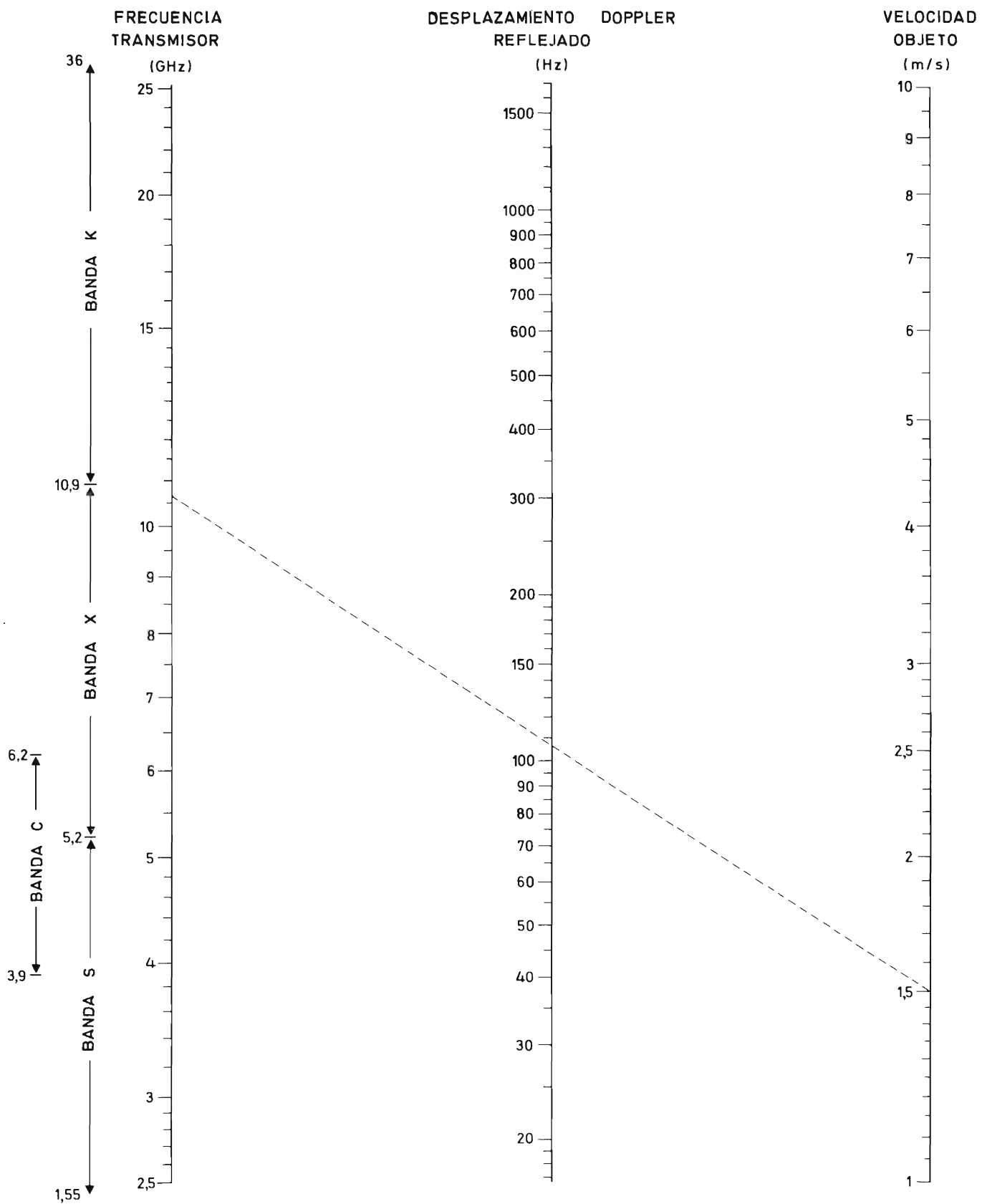
20

Piezas de Ferroxcube empleadas para blindaje y amortiguamiento y para choques de alta frecuencia en motores eléctricos, equipos de control y otros aparatos para reducir interferencias y evitar acoplamientos.



ÍNDICE

PREAMPLIFICADORES DE AUDIO CON EL CIRCUITO INTEGRADO TDA1002	163
FERROXDURE: MATERIAL MAGNETICO PERMANENTE	167
CONTROL DE CARGAS INDUCTIVAS DE C.C. POR MEDIO DE TRIACS	173
CIRCUITOS CON FOTOTRANSISTORES	183
FOTOACOPLADORES Y SUS APLICACIONES	187
BIBLIOGRAFIA	199



Nomograma para calcular el desplazamiento Doppler en un sistema de radar

PREAMPLIFICADORES DE AUDIO CON EL CIRCUITO INTEGRADO TDA 1002

El circuito integrado TDA1002 está especialmente diseñado para ser empleado como preamplificador en equipos magnetofónicos tanto para grabación como para lectura. Incorpora todos los circuitos necesarios para grabación y reproducción con la excepción de la etapa de salida.

Consta de dos partes:

—un preamplificador para micrófono durante la grabación, o preamplificador compensado en frecuencia durante la reproducción.

—un amplificador de grabación con control de nivel automático. Este último funciona como limitador dinámico con un tiempo de limitación corto.

El amplificador de grabación puede ser excitado directamente por los circuitos detectores de receptores de radio y por ello, este circuito integrado es adecuado para receptores de radio, en cuyo caso la salida del detector es accesible para grabación y la entrada de audio para reproducción.

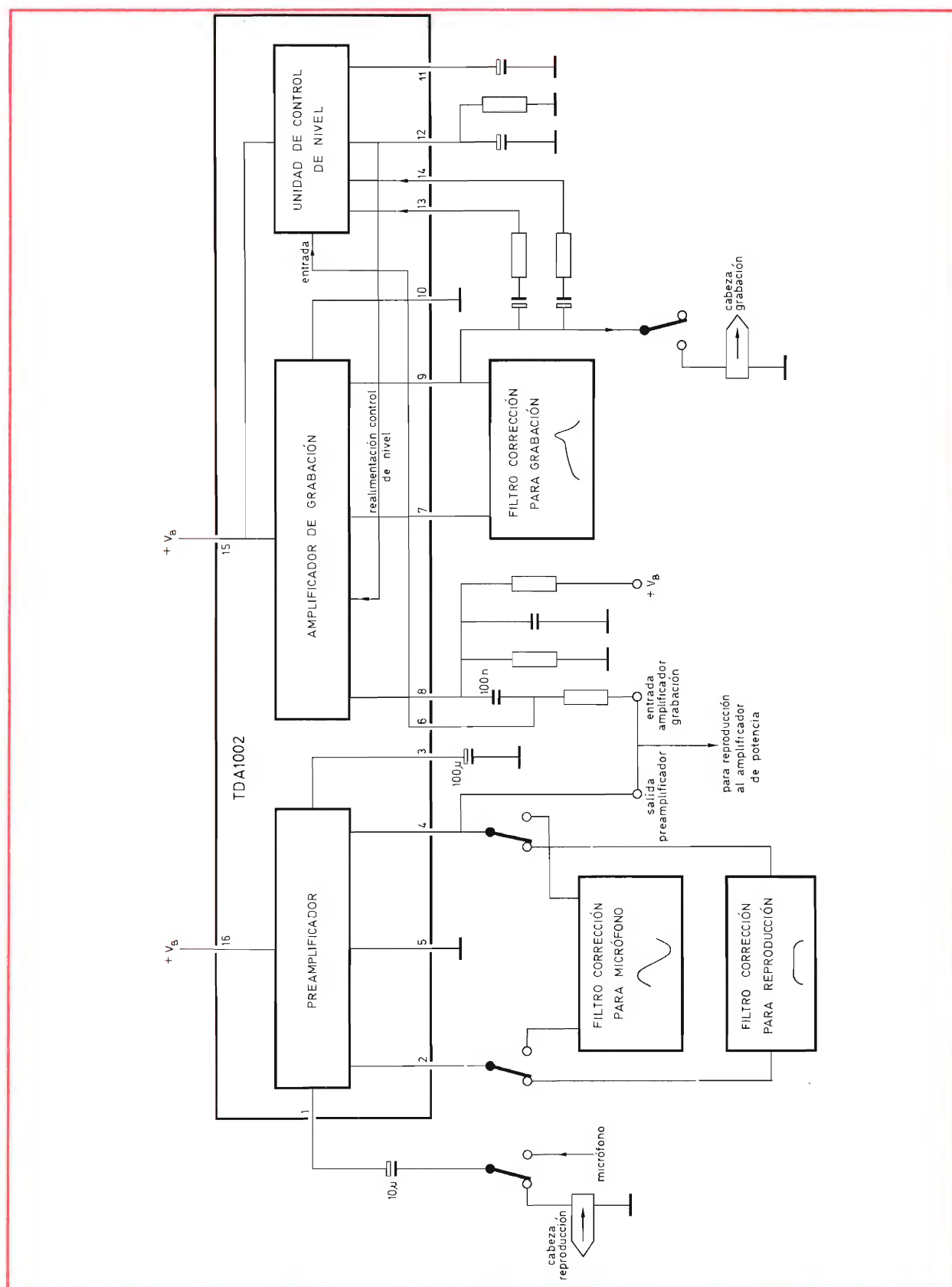
Principales características

Tensión de alimentación nominal 8 V
Corriente de reposo total 13,5 mA

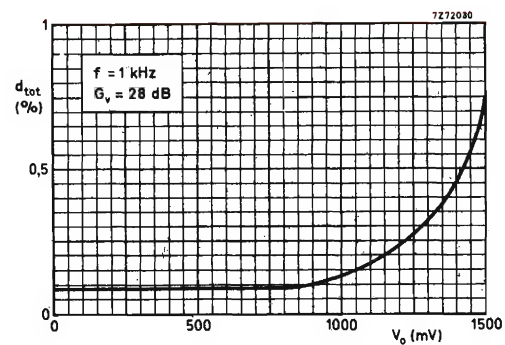
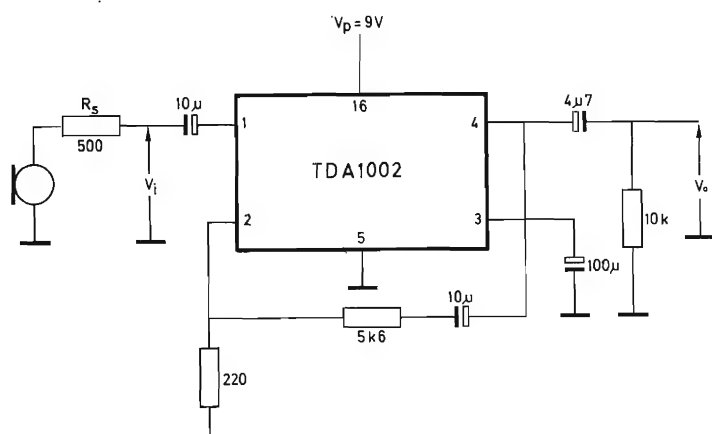
<i>Preamplificador</i>	<i>Grabación</i>	<i>Reproducción</i>	
Ganancia de tensión	28	50	dB
Impedancia de entrada	20	20	k Ω
Distorsión antes de recorte	0,1	3	%

<i>Amplificador de grabación</i>		
Ganancia de tensión	54	dB
Impedancia de entrada	10	k Ω
Distorsión para 1 V	0,4	%

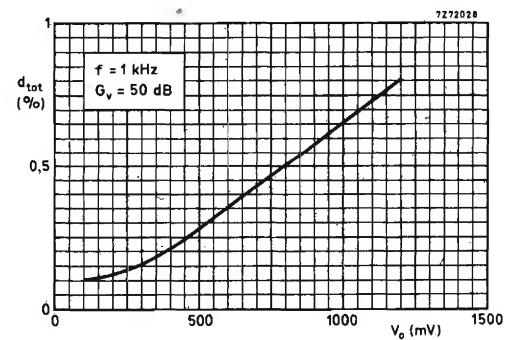
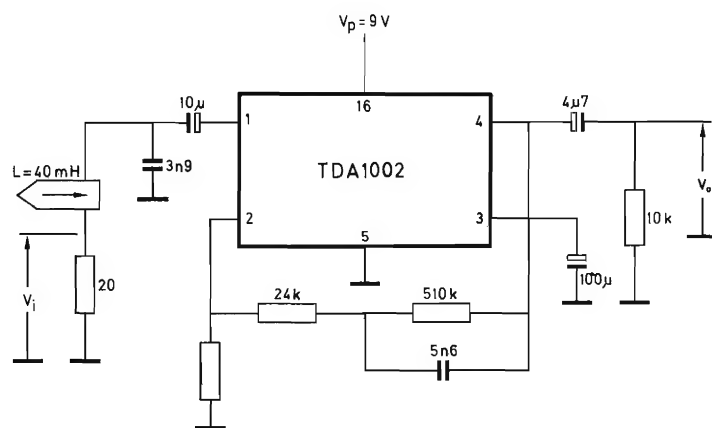
<i>Control de nivel automático</i>		
Tensión de salida para 10 mV	400	mV
Tensión de salida para 1 V	900	mV
Tiempo de limitación	4	ms
Tiempo de recuperación . . .	20	s



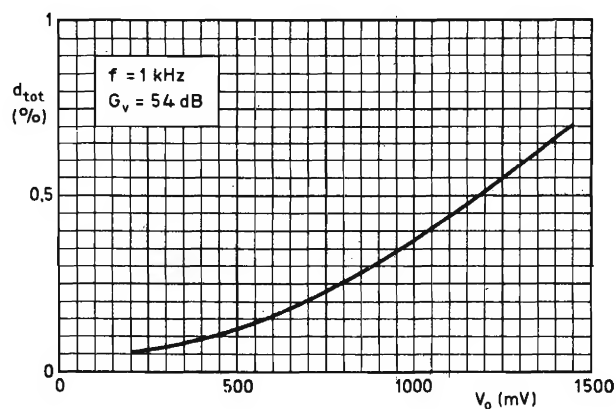
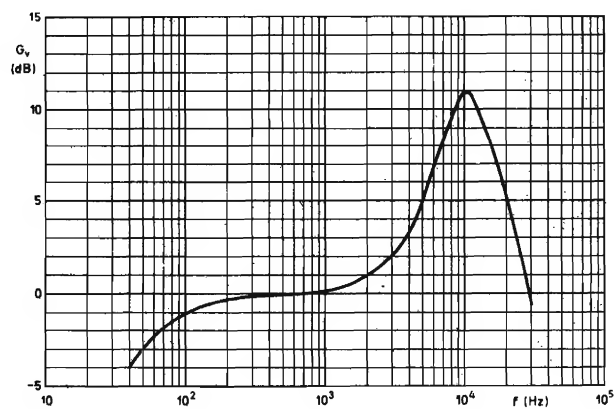
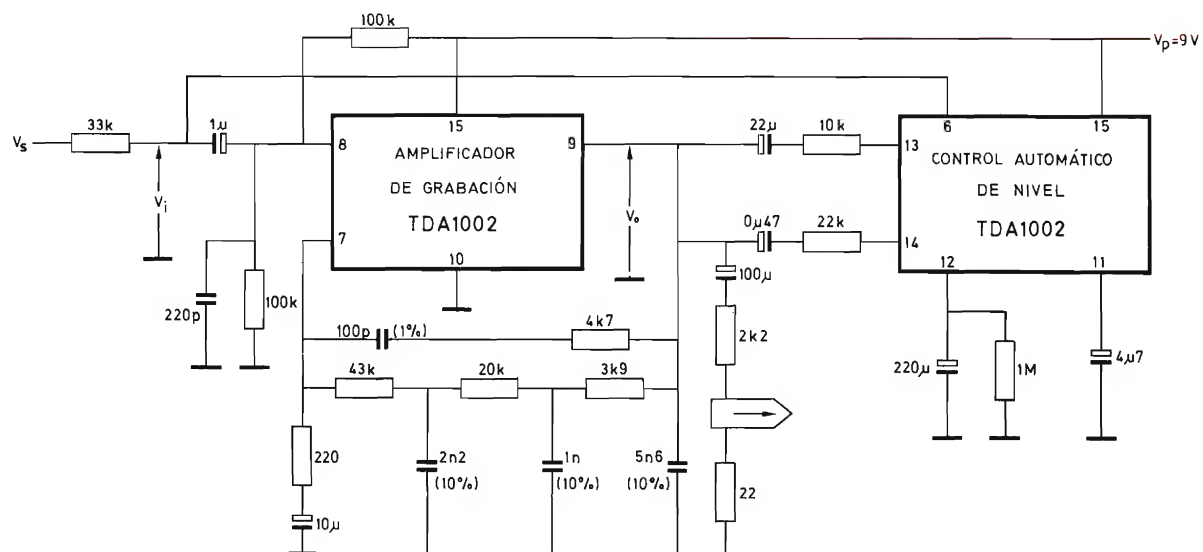
Preamplificador empleado como amplificador de micrófono



Preamplificador de lectura para magnetófono (cabeza de lectura de 40 mH)



Amplificador para grabación con control de nivel automático



FERROXDURE MATERIAL MAGNETICO PERMANENTE

En este artículo se estudian las principales propiedades del Ferroxdure, material magnético permanente, y se dan las características de los distintos tipos de este material disponibles actualmente.

Introducción

Los modernos imanes permanentes son a la vez versátiles y de larga duración de vida. Si son empleados correctamente, su magnetismo permanecerá prácticamente invariable indefinidamente. El *Ferroxdure* es un material cerámico magnético que se produce actualmente en gran cantidad y que se encuentra en cualquier lugar en una o más de las siguientes aplicaciones:

- altavoces
- teléfonos
- receptores de televisión
- termostatos
- motores pequeños
- contadores eléctricos
- refrigeradores
- relojes eléctricos
- equipos de alta fidelidad
- cerraduras
- etc.

Y en muchos automóviles en:

- motores limpiaparabrisas
- magnetos y dinamos
- velocímetros
- amperímetros
- etc.

En la industria, los imanes permanentes se emplean en aplicaciones que requieren gran fiabilidad:

- medidores de bobina móvil
- separadores de mineral
- motores de precisión
- grúas
- relés y contactores
- etc.

El Ferroxdure es un material magnético y duro, y gracias a sus propiedades especialmente desarrolladas pueden obtenerse los modernos imanes que se necesitan hoy en día en el hogar y en la industria. Los materiales magnéticos duros son aquellos que presentan un estado magnético difícil de cambiar: se resisten tanto a la magnetización como a la desmagnetización. Su magnetismo es debido a las corrientes de electrones en grupos de átomos orientados de forma similar. En el estado no magnetizado, estos grupos de átomos, conocidos con el nombre de *dominios*, están orientados al azar y la polarización resultante es igual a cero. Si se aplica un campo magnetizador algunos dominios se orientan de acuerdo con el campo aplicado y crecen a expensas de los dominios no orientados, hasta que el resto del material queda completamente orientado o saturado. Si después se retira el campo magnetizador, la microestructura del material evita que los dominios recupe-

ren su desorganizada disposición anterior y el imán queda polarizado.

En este estado, el imán tiene propiedades similares a las de un electroimán. La suma de los efectos de las corrientes de electrones en los átomos es similar a la acción de la corriente que circula en un electroimán. La energía se almacena en el imán de modo que puede obtenerse hasta la mitad de ella en el espacio que rodea al imán o concentrarse mediante piezas polares en un entrehierro determinado.

El campo en el cual esta energía externa se almacena puede ser empleado de distintas formas. Estas formas pueden clasificarse de acuerdo con la aplicación. Cuando el imán es fijo, puede ejercer fuerzas sobre otros imanes o materiales magnéticos blandos, y sobre cargas eléctricas móviles. El mismo imán puede, a su vez, estar sometido a una fuerza de otro campo magnético, como en la brújula. Las aplicaciones de los imanes pueden clasificarse en cuatro grupos (tabla 1).

Además de estas aplicaciones, los imanes permanentes pueden emplearse también en la polarización de ferritas blandas para asegurar efectos giro-magnéticos en aisladores y circuladores para aplicaciones de microondas.

De este modo un imán permanente es esencialmente un dispositivo en el cual puede almacenarse energía sin las continuas pérdidas de potencia resistiva que son inevitables con los electroimanes normales. El empleo de un imán permanente representa un ahorro de energía y disipación de potencia. El empleo de imanes permanentes conmutables en grúas y otros dispositivos elevadores reduce el consumo de potencia mientras aumenta la seguridad.

Propiedades del material

Después de haber sometido un imán a un campo magnético de saturación y retirado dicho campo magnetizante, permanece cierto desorden de la orientación de los dominios. Sin campo exterior ($H = 0$), el imán retendrá la mayor parte de la magnetización inducida por el campo magnetizante. Esta magnetización *remanente* (inducción) está indicada por B_r en la figura 1.

En presencia de un campo magnético exterior de sentido opuesto al del campo original, la inducción disminuirá gradualmente hasta llegar a cero. El campo exterior para el que esto ocurre se denomina campo o fuerza *coercitiva*, H_{CB} . La curva entre los puntos ($B = B_r$, $H = 0$) y ($B = 0$, $H = H_{CB}$) es la

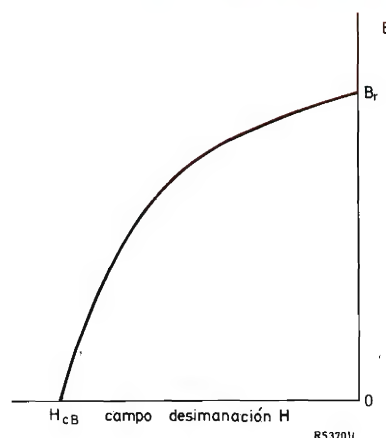


Figura 1. Curva de desimantación de un imán permanente. B_r es la densidad de flujo remanente (inducción). H_{CB} es la fuerza coercitiva

Tabla 1. Aplicaciones de los imanes permanentes

Función	Aplicaciones
Conversión entre energía eléctrica y mecánica	Motores eléctricos, dinamos, altavoces, micrófonos, frenos magnéticos, magnetos, medidores de bobina móvil, velocímetros
Acción de una energía sobre un material magnético	Relés, acoplamientos, soportes, cerraduras, abrazaderas y embragues magnéticos, separadores magnéticos, indicadores y visualizadores magnéticos.
Alineación del imán en un campo exterior	Brújulas, medidores de imán móvil (algunos amperímetros), mecanismos de posicionamiento (algunos motores paso a paso).
Acción de una energía sobre cargas eléctricas móviles	Magnetrones, tubos de onda progresiva, algunos tubos de rayos catódicos, algunos klistrones de potencia, dispositivos de efecto Hall, algunos intensificadores de imagen.

curva de desmagnetización del material obtenida en el segundo (o cuarto) cuadrante de la curva de histéresis.

El campo exterior opuesto puede ser debido a la formación de polos en el mismo imán. La formación de polos ocurrirá cuando el material no forme parte de un circuito magnético cerrado y dará lugar a una auto-desmagnetización parcial del imán. Puede considerarse que el imán está sometido a una carga, representada por la línea de carga de la figura 2, la cual corta a la curva de desmagnetización en un

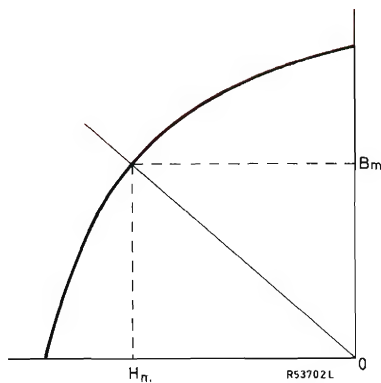


Figura 2. Curva de desmagnetización con una línea de carga

determinado punto (B_m, H_m). El producto $B_m \times H_m$ representa la energía almacenada en el campo magnético producida por el imán en el espacio que le rodea. Esta energía llega a un máximo en un punto de la curva de desmagnetización que se conoce como punto $(B \times H)_{\text{máx}}$. Los imanes diseñados de forma que sus líneas de carga pasen por punto $(B \times H)_{\text{máx}}$, representan generalmente el diseño más eficiente para una cierta aplicación.

La curva descrita anteriormente es la curva de desmagnetización del material magnético. La inducción (densidad de flujo, B) en el interior de un imán es debida a la magnetización del material magnético y el campo exterior, el cual también existe en el espacio ocupado por el propio material. De este modo, cuando existe algún campo exterior, hay cierta diferencia entre el valor observado de la inducción, y la intensidad de magnetización del imán. Esta dife-

rencia será pequeña cerca de B_r , pero aumenta hacia H_{cB} . De este modo la coercitividad observada, H_{cB} , no representará el punto de la desmagnetización del imán, puesto que permanecerá cierta polarización, H_{cJ} . Las curvas histéresis de inducción y polarización se comparan en la figura 3.

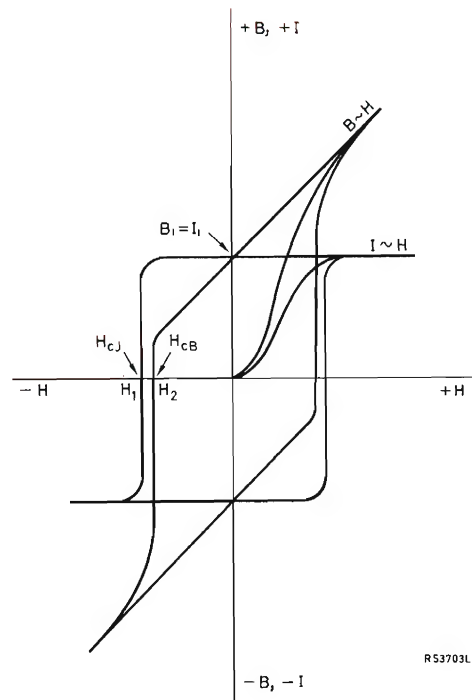


Figura 3. Comparación entre lazos de histéresis intrínseco y observado (inducción)

Durante la fabricación, algunos imanes permanentes se someten a un tratamiento adecuado para mejorar sus propiedades magnéticas en una determinada dirección a expensas de las propiedades en otras direcciones. Se dice que los imanes así tratados son *anisótropos* en contraste con aquellos que tienen propiedades similares en todas direcciones, conocidas con el nombre de *isotrópico*. Si se desean imanes en materiales anisotrópico, es importante especificar el eje de magnetización requerido. Para imanes de ferroxdure *isótropos* el eje de magnetización debe ser rectilíneo.

En la tabla 2 se indican las principales propiedades magnéticas del Ferroxdure.

Ferroxdure plástico. Los imanes de SP5, SP10, SP50 y SP130 se producen por inyección y moldeo, los de P30 y P40 por extrusión y los de D55 por presión y endurecimiento.

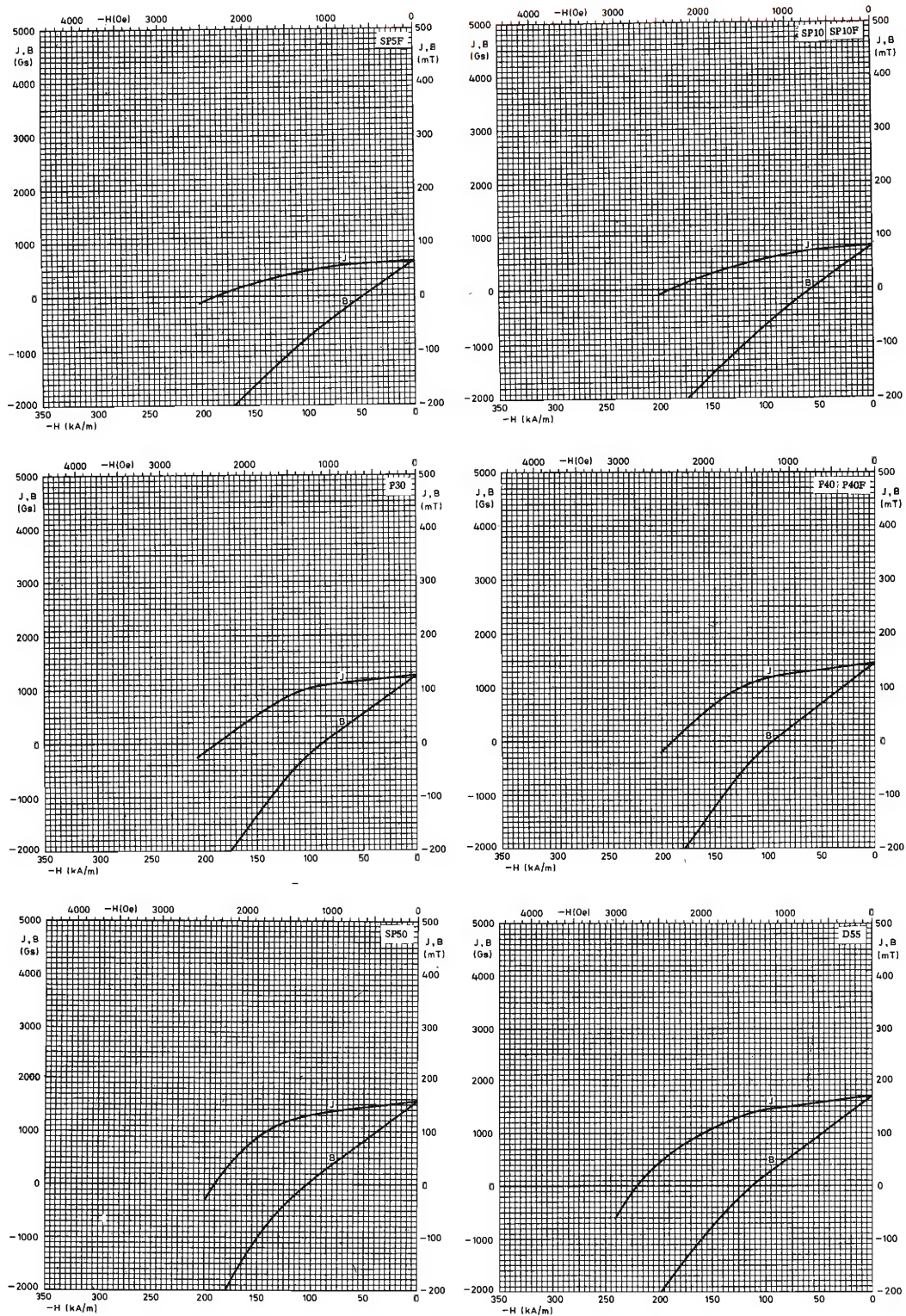
Material y composición	Producto energía máxima		Remanencia		Coercitividad		Coercitividad de polarización		B y H para (BH) _{máx.}		Campo de saturación
	(BH) _{máx.} kJ/m ³ (MGsOe)		Br mT (Gs)		H _{cB} kA/m (Oe)		H _{cJ} kA/m (Oe)		B _d mT (Gs) H _d kA/m (Oe)		H _{sat} kA/m (Oe)
	típ.	mín.	típ.	mín.	típ.	mín.	típ.	mín.	típ.	típ.	típ.
Isótropo											
Ferroxdure SP5F ¹⁾ 75% BaFe ₁₂ O ₁₉ 25% termoplástico	0,7 (0,088)		65 (máx.) 60 (650 máx.) (600)		50 45 (628) (565)		190 (2390)				800 (10 000)
Ferroxdure SP10;SP10F 75% BaFe ₁₂ O ₁₉ 25% termoplástico	0,9 (0,11)	0,8 (0,1)	66 63 (660) (630)		55 50 (691) (628)		190 (2390)				800 (10 000)
Ferroxdure P30 85% BaFe ₁₂ O ₁₉ 15% termoplástico	2,8 (0,35)	2,4 (0,30)	125 115 (1250) (1150)		88 84 (1110) (1050)		190 (2390)				800 (10 000)
Ferroxdure P40;P40F 90% BaFe ₁₂ O ₁₉ 10% termoplástico,	3,6 (0,45)	3,2 (0,4)	145 135 (1450) (1350)		96 88 (1210) (1110)		190 (2390)				800 (10 000)
Ferroxdure SP50;SP50F 93% BaFe ₁₂ O ₁₉ 7% termoplástico	4,4 (0,55)	4 (0,5)	155 150 (1550) (1500)		104 100 (1310) (1260)		190 (2390)				800 (10 000)
Ferroxdure D55 95% BaFe ₁₂ O ₁₉ 5%	4,8 (0,6)	4,4 (0,55)	170 165 (1700) (1650)		112 104 (1410) (1310)		220 (2760)				800 (10 000)
Anisótropo											
Ferroxdure SP130 90% BaFe ₁₂ O ₁₉ 10% termoestable	11 (1,4)	10 (1,3)	240 230 (2400) (2300)		175 167 (2200) (2100)		240 - (3020)				800 (10 000)

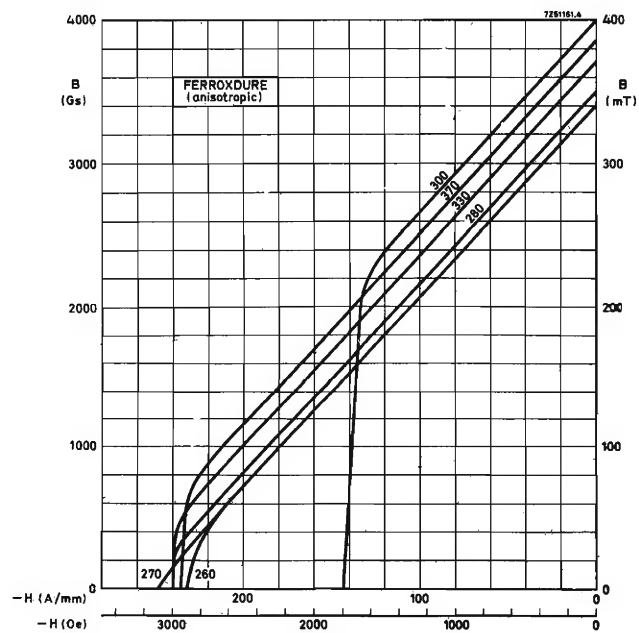
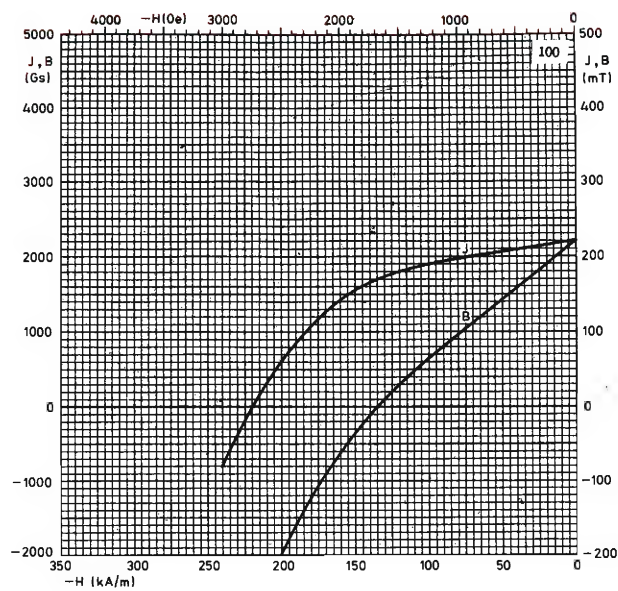
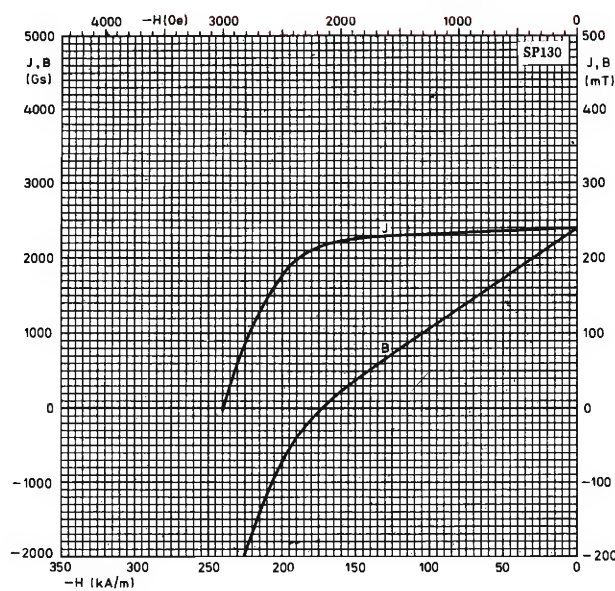
El sufijo "F" detrás de la designación del material indica material resistente a llama.

Ferroxdure (ferritas). Los imanes son prensados y sinterizados y pueden ser pulidos.

Material y composición química aproximada,	Producto energía máxima		Remanencia		Coercitividad		Coercitividad de polarización		B y H para (BH) _{máx.}		Campo de saturación
	(BH) _{máx.} kJ/m ³ (MGsOe)		Br mT (Gs)		H _{cB} kA/m (Oe)		H _{cJ} kA/m (Oe)		B _d mT (Gs) H _d kA/m (Oe)		H _{sat} kA/m (Oe)
	típ.	mín.	típ.	mín.	típ.	mín.	típ.	mín.	típ.	típ.	mín.
Isótropo											
Ferroxdure 100 BaFe ₁₂ O ₁₉	7,6 (0,95)	7,2 (0,9)	220 210 (2200) (2100)		135 130 (1700) (1630)		220 (2760)				típ. 800 (típ. 10 000)
Anisótropo											
Ferroxdure 270 SrFe ₁₂ O ₁₉	21,5 (2,7)	19,9 (2,5)	340 330 (3400) (3300)		255 247 (3200) (3100)		334 318 (4200) (4000)		165 (1650)	131 (1650)	1114 (14 000)
Ferroxdure 280 SrFe ₁₂ O ₁₉	22,3 (2,8)	20,7 (2,6)	350 340 (3500) (3400)		239 223 (3000) (2800)		255 239 (3200) (3000)		180 (1800)	127 (1600)	876 (11 000)
Ferroxdure 330 SrFe ₁₂ O ₁₉	25,5 (3,2)	23,9 (3,0)	370 360 (3700) (3600)		239 223 (3000) (2800)		247 231 (3100) (2900)		180 (1800)	143 (1800)	876 (11 000)
Ferroxdure 370 SrFe ₁₂ O ₁₉	27,9 (3,5)	27,1 (3,4)	385 380 (3850) (3800)		235 223 (2950) (2800)		247 231 (3100) (2900)		190 (1900)	151 (1900)	876 (11 000)
Ferroxdure 300 BaFe ₁₂ O ₁₉	28,7 (3,6)	27,1 (3,4)	400 390 (4000) (3900)		143 127 (1800) (1600)		147 131 (1850) (1650)		240 (2400)	119 (1500)	557 (7000)
Ferroxdure 380 SrFe ₁₂ O ₁₉	27,1 (3,4)	25,5 (3,2)	380 370 (3800) (3700)		263 247 (3300) (3100)		279 263 (3500) (3300)		185 (1850)	147 (1850)	955 (12 000)

Curvas de desimantación típicas (25° C)





CONTROL DE CARGAS INDUCTIVAS DE C.C. MEDIANTE TRIACS

Las cargas inductivas constituyen un problema importante en los sistemas de control por medio de triacs. En este artículo se analiza este problema y se describe la forma de resolverlo para obtener una conmutación segura del triac con carga inductiva.

El problema de las cargas inductivas

Esta publicación estudia el problema de conmutación que se presenta cuando se utilizan triacs en circuitos de control de fase con cargas inductivas. Es probable que la falta de conmutación ocurra debido a la inductancia del circuito que impone un repentino aumento de tensión en el triac después de la conducción. Es bastante difícil el control de transformadores alimentando un puente rectificador cargado inductivamente porque añade el efecto de una rápida caída de corriente durante la conmutación. Para conocer mejor la naturaleza del problema, resumiremos aquí el comportamiento de los triacs en la

conmutación.

Los triacs son elementos de control de potencia bipolares que pueden cebarse con cualquier polaridad de tensión aplicada a sus terminales. Difieren de los tiristores en que no hay tiempo de descebado impuesto por el circuito. Para asegurar la conmutación, el gradiente de caída de corriente antes del descebado y el gradiente de tensión reaplicada, deben estar por debajo de unos límites especificados. Un excesivo gradiente de caída de corriente tiene un fuerte efecto sobre el gradiente máximo de subida de tensión que puede mantenerse, pues entonces se dispone de una gran carga almacenada para iniciar el cebado en el próximo semiciclo.

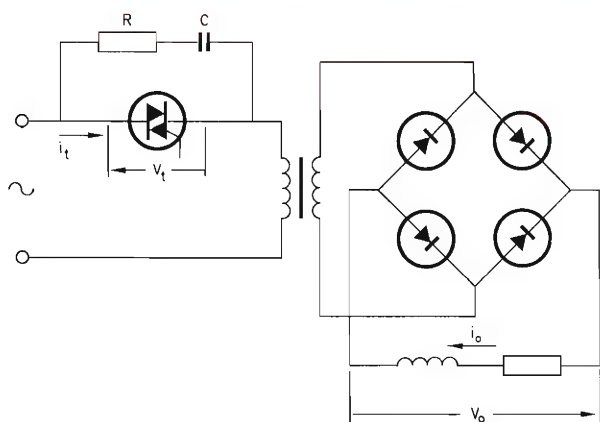


Figura 1. Control por triac de un transformador que alimenta un rectificador con carga inductiva

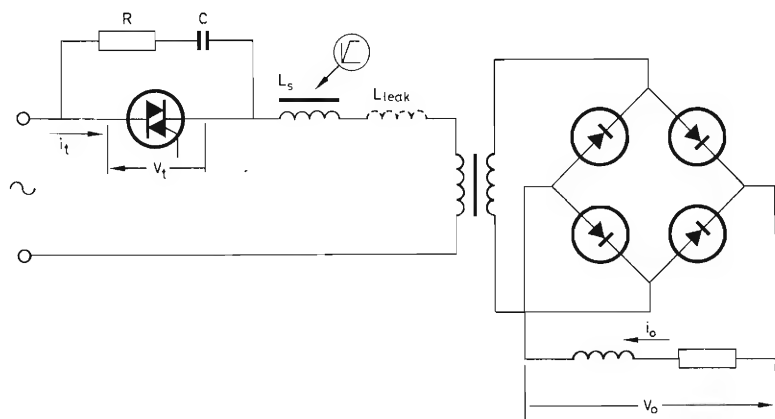
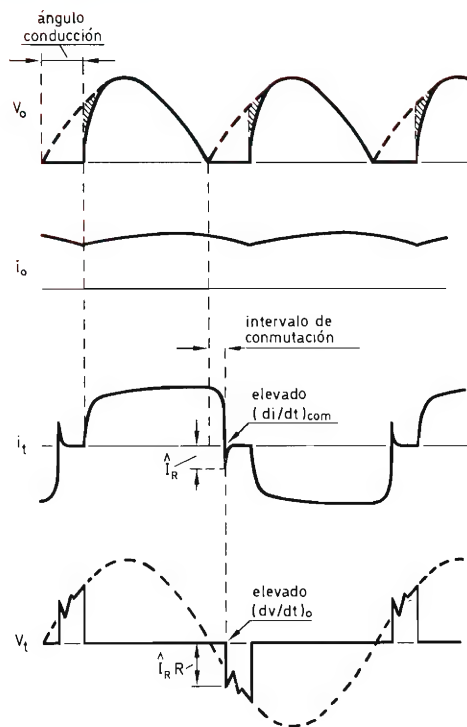
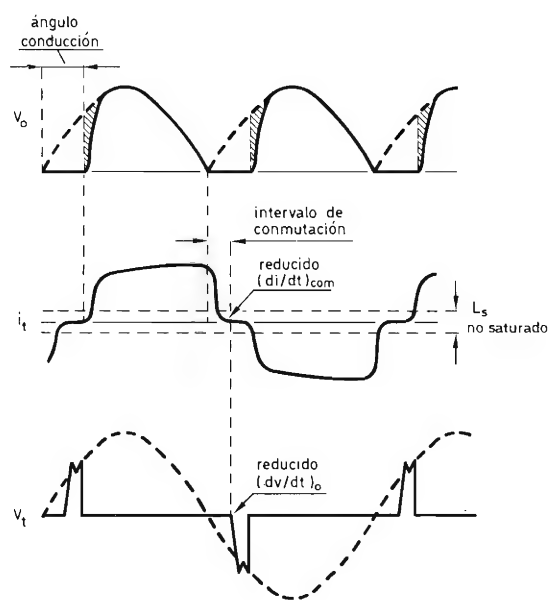


Figura 2. Inserción de un choque saturable para asegurar la conmutación.



La figura 1 presenta el caso de un transformador controlado por un triac seguido por un rectificador con carga inductiva. La inductancia de la carga obliga a los diodos a conducir siempre que la tensión de salida continua instantánea cae a cero. Así el secundario del transformador está cortocircuitado algún tiempo después de las transiciones por cero de la tensión de red y una tensión inversa se aplica al triac, descebandolo. A causa de la inductancia de fugas del transformador el triac no se desceba inmediatamente sino que continúa conduciendo durante el llamado *intervalo de conmutación* (véase la forma de la onda i_t). Durante este intervalo aparece un gradiente de caída de corriente muy alto $(di/dt)_{com}$, por dos razones. Primera, la inductancia de fugas de la mayor parte de los transformadores es bastante baja. (Esto es necesario para lograr una pequeña pérdida de tensión continua —ver áreas sombreadas en la forma de la onda v_o .) Segunda, cuando comienza la conmutación circula una importante corriente con carga inductiva del rectificador. El elevado valor de $(di/dt)_{com}$ da lugar al alto gradiente de subida de tensión $(dv/dt)_0$. Mientras la corriente cae rápidamente, el pico inverso de la corriente de recuperación es relativamente grande I_R . En el descebandado I_R se transfiere bruscamente a los elementos R y C de supresión de transitorios, de manera que la tensión aumenta a modo de escalón al nivel $I_R R$ (C descargado inicialmente). Debido al alto valor de $(di/dt)_{com}$ y de $(dv/dt)_0$, resulta pérdida de control, a no ser que se tomen medidas necesarias para prevenirlo.

Obtención de una conmutación segura

Un choque saturable en serie con el primario del transformador es efectivo para lograr conmutación segura. Véase la figura 2. La saturación debe ocurrir en una fracción de la corriente de carga nominal, de modo que la pérdida en tensión de salida del rectificador sea mínima (áreas sombreadas v_o). Con una corriente baja se dispone de una alta inductancia que “suaviza” la conmutación y así elimina transitorios. El choque retrasa el aumento de tensión, de modo que se interpone un período de reposo de algunas decenas de microsegundos, durante el cual el triac puede recuperarse. No es difícil diseñar el choque de manera que el gradiente de caída de corriente $(di/dt)_{com}$, y el gradiente de subida de tensión $(dv/dt)_0$, sean suficientemente pequeños para asegurar un control seguro.

Análisis del circuito

En el intervalo de conmutación, el secundario del transformador está cortocircuitado de modo que la inductancia de la carga mantiene a los diodos del rectificador en conducción (fig. 2) y se aplica el esquema simplificado de la figura 3. Por otro lado, si

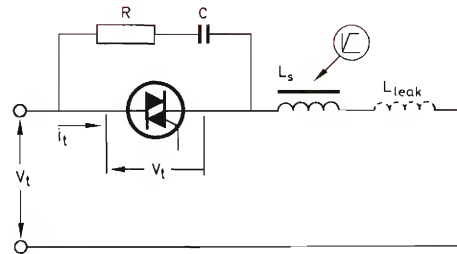


Figura 3. Esquema del circuito utilizado para el análisis
 L_s choque saturable
 L_{leak} inductancia de fuga del transformador

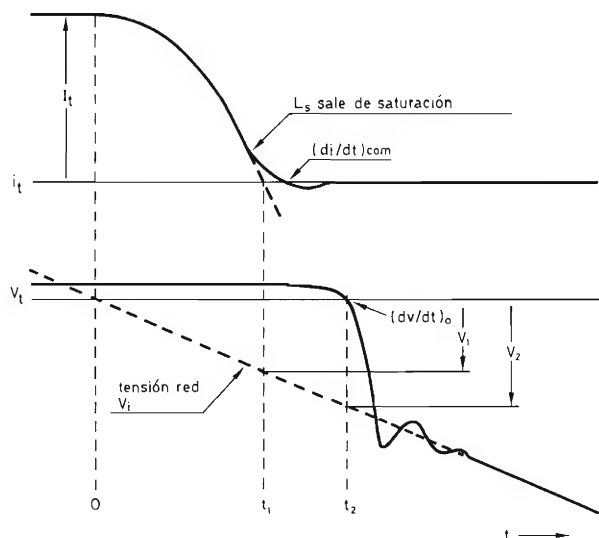


Figura 4. Formas de onda de corriente i_t y de tensión v_t del triac durante el intervalo de conmutación. La parte a trazos en la forma de onda i_t representa la corriente de función del tiempo si L_s permanece saturado. El período de t_1 a t_2 aparece ampliado.

la constante de tiempo de la carga es mucho mayor que el período de la red, podemos suponer que circula una corriente de carga continua pura. La forma de las ondas de corriente y tensión del triac se dan en la figura 4. La tensión de red es igual a $-\hat{V} \sin \omega t$. Puesto que el intervalo de conmutación es una fracción del período de la c.a., v_i puede considerarse que varía linealmente.

$$v_i = -\hat{V} \omega t.$$

En el período de 0 a t_2 , la tensión a través del choque saturable L_{sat} y de la inductancia de fuga L_{leak} , es igual a v_i (sin tener en cuenta la tensión del triac en conducción). Para efectuar el análisis, suponemos primero que L_s permanece en saturación (parte a trazos en la forma de la onda i_t). Si L_{sat} es la inductancia saturada, entonces puede escribirse la siguiente expresión:

$$(L_{leak} + L_{sat}) \frac{di_t}{dt} = -\hat{V} \omega t,$$

donde di_t/dt es el gradiente de variación de la corriente del triac.

Integrando la ecuación (2) se obtiene:

$$i_t = I_t - \frac{\hat{V} \omega t^2}{2(L_{leak} + L_{sat})},$$

siendo I_t la corriente antes de la conmutación.

En el instante t_1 , la corriente i_t pasa por cero, así de la ecuación (3) hallamos:

$$t_1 = \sqrt{\frac{2I_t (L_{leak} + L_{sat})}{\omega \hat{V}}}$$

En este instante la tensión de red ha alcanzado el valor V_1 que podemos encontrar combinando las ecuaciones (1) y (4):

$$V_1 = -\sqrt{2\omega \hat{V} I_t (L_{leak} + L_{sat})}.$$

La inductancia de choque L_s sale de saturación por un nivel de corriente bajo, de modo que el desce-

bado del triac se retarda hasta el instante t_2 . Puesto que en un circuito práctico el retardo es del orden de sólo 50 μs , la tensión de red V_2 en el instante del descebado es prácticamente igual a V_1 . Así, de la ecuación (5) obtenemos:

$$V_2 \approx -\sqrt{2\omega \hat{V} I_t (L_{leak} + L_{sat})}.$$

El triac-conduce hasta el instante t_2 . Denominando L_{unsat} al valor de la inductancia no saturada, el gradiente de caída de corriente $(di/dt)_{com}$, cuando la corriente toma el valor cero, es igual a

$$V_2/(L_{leak} + L_{unsat}),$$

o de otra forma:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{com} = -\frac{\sqrt{2\omega \hat{V} I_t (L_{leak} + L_{sat})}}{L_{leak} + L_{unsat}}$$

Ahora podemos deducir el valor del gradiente de la tensión de descebado $(dv/dt)_0$. Este valor es decisivo para conocer el funcionamiento del triac, ya que puede mantenerse un valor mayor que dv/dt después de suprimirse los portadores, es decir, cuando la tensión de descebado ha alcanzado un valor importante. En el instante t_2 el triac se desceba, pero su tensión sigue igual a cero. Así la caída de tensión a través de L_s y L_{leak} es igual a V_2 , y el gradiente di_L/dt de subida de corriente que atraviesa estas inductancias, se expresa en la ecuación (7).

El gradiente de subida de tensión del triac, dv/dt , se obtiene por di_L/dt y por los valores de los componentes R y C de supresión de transitorios:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{di_L}{dt} R + \frac{i}{C}.$$

Si el intervalo entre t_1 y t_2 es suficientemente largo, el triac está totalmente recuperado en el instante t_2 , de modo que la corriente i que pasa por la red $R-C$ en paralelo es igual a cero. En el instante t_2 , dv/dt es igual al gradiente inicial de subida de la tensión $(dv/dt)_0$, valor que hallamos a partir de las ecuaciones (7) y (8):

$$\left(\frac{dv}{dt}\right)_0 = \frac{R}{L_{leak} + L_{unsat}} \sqrt{2\omega \hat{V} I_t (L_{leak} + L_{sat})}.$$

En circuitos donde no se interpone transformador entre triac y rectificador la inductancia en serie sigue siendo necesaria para restringir el cebado di/dt . En este caso, las ecuaciones (7) y (9), son válidas omitiendo L_{leak} .

Ejemplo práctico usando un motor de c.c. como carga

El circuito de control del motor de la figura 5 es un buen ejemplo de aplicación de las normas propuestas anteriormente. Puesto que el motor tiene una inductancia relativamente alta, puede considerarse como un generador de corriente, de forma que las condiciones de ensayo son algo severas.

Sea $L_{leak} = 0,9$ mH, $L_{unsat} = 2,25$ mH, $L_{sat} \ll L_{unsat}$, y la corriente del triac $I_t = 20$ A. A partir de las ecuaciones (7) y (9) para 220 V y 50 Hz, calculamos: $(di/dt)_{com} = -18,3$ A/ms $(dv/dt)_0 = 0,6$ V/ μ s. Estos valores se encuentran apreciablemente por debajo de los valores especificados (-50 A/ms y 30

V/ μ s) y, por tanto, se puede esperar una conmutación segura.

La inductancia en el circuito de c. a. restringe el cebado di/dt , el cual, para una carga de c.c. viene dado por:

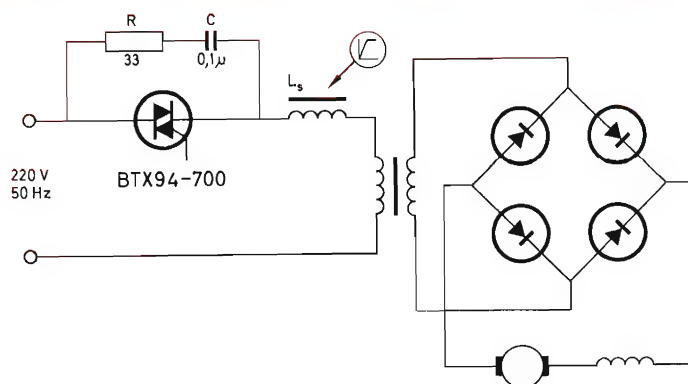
$$(di/dt)_{on} \approx \frac{v_i}{t_{on}R} + \frac{v_i}{L_{leak} + L_{unsat}},$$

donde v_i es la tensión de entrada instantánea de c.a., t_{on} es el tiempo de cebado del triac y R proviene de la figura 5.

Para un triac BTX94, t_{on} es típicamente 1,5 μ s; de acuerdo con el esquema, R es igual a 33 Ω . El máximo cebado di/dt ocurre para la tensión de entrada de c.a. en el valor de pico de 311 V. A partir de la ecuación (10) calculamos ahora:

$$(di/dt)_{on \max} = \frac{311}{1,5 \times 33} + \frac{311}{3150} = 6,3 + 0,1 = 6,4 \text{ A}/\mu\text{s},$$

valor que está debajo del máximo nominal. Esto significa que, con los valores de inductancia dados, el gradiente inicial de subida de corriente de cebado depende casi por completo del pico de corriente de descarga del condensador, debido al cebado del triac.



Choque L_s : 2,25 mH de inductancia no saturada, 30 espiras en un núcleo toroidal de 36 x 23 x 10mm³, número de catálogo 4322 020 36250, Ferroxcube grado 3E1; 0,27 A de nivel de corriente de saturación. Transformador: 220 V/1500 V, 6 kVA, 0,9 mH de inductancia de fuga. Motor: c.c., devanado en serie, unos 30 mH de inductancia.

Figura 5. Circuito de ensayo con motor de c.c. como carga.

Los oscilogramas de las figuras 6 a 10 ilustran el funcionamiento del circuito. Sin inductancia de choque, observamos un gran dv/dt a causa de un rápido descebado (fig. 6 y 7); como consecuencia, no hay conmutación si la corriente del motor aumenta a unos 9 A. Como puede verse en las figuras 8 y 10, la

inductancia de choque suaviza la conmutación de manera que resulta un control posible para una corriente del motor de hasta 23 A; en este nivel de corriente el intervalo de reposo es aproximadamente de 30 μs (fig. 10), valor adecuado para la recuperación del triac.

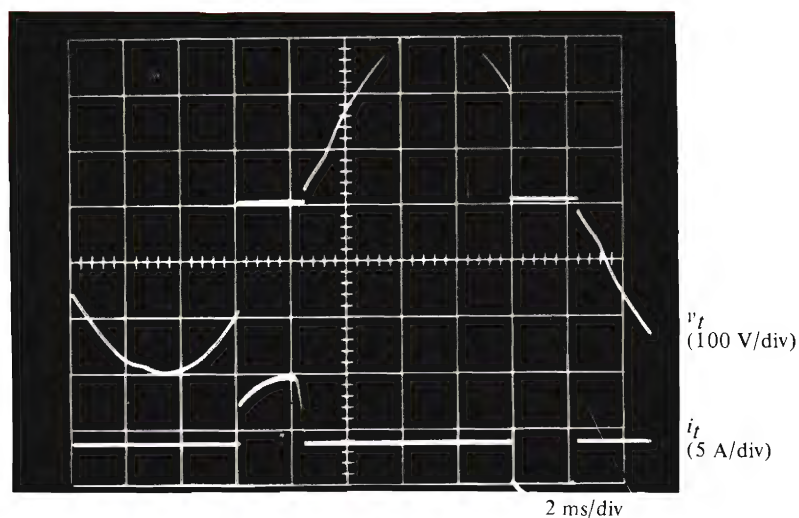


Figura 6. Tensión y corriente del triac. Sin choques en serie. Corrientes del motor 7 A.

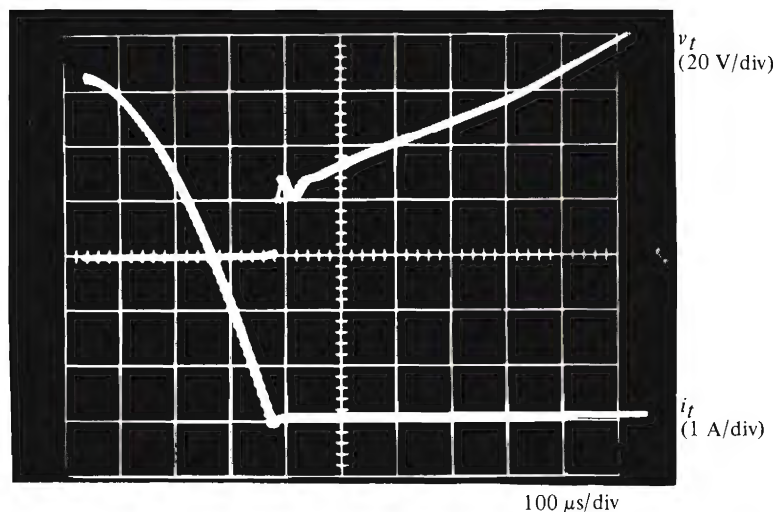


Figura 7. Como la figura 6, pero presentando el intervalo de conmutación en una escala ampliada. Observar el bucle en la forma de onda de corriente debido al rápido descebado.

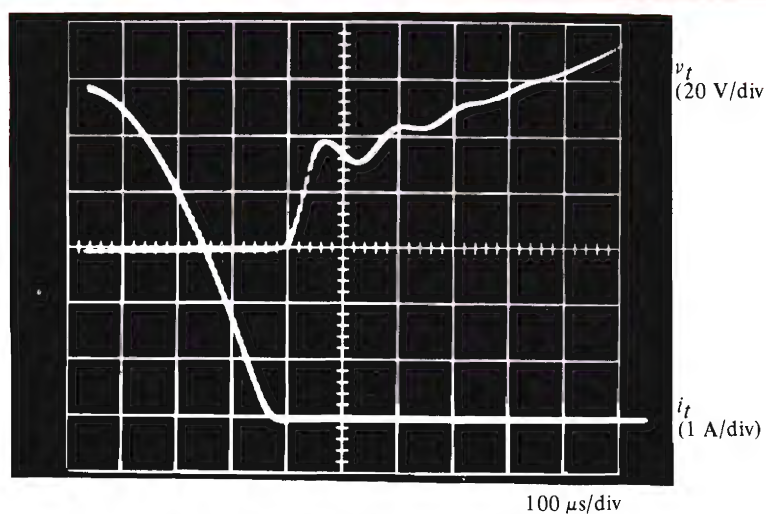


Figura 8. Como la figura 7, pero con el choque añadido.

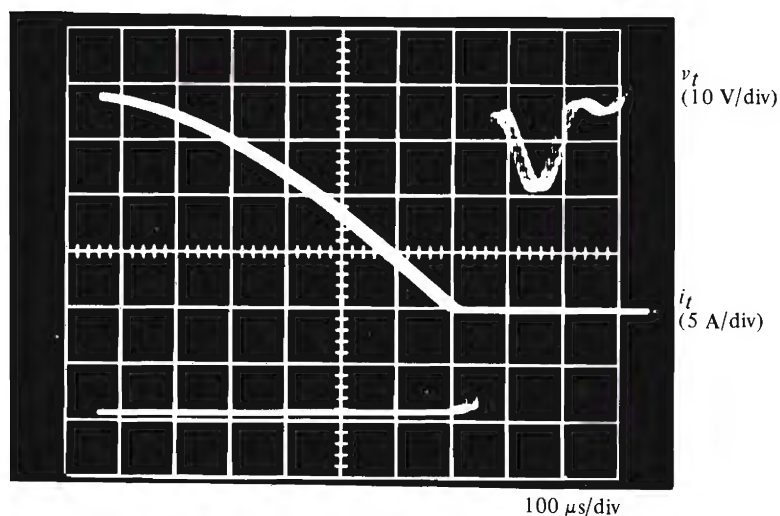


Figura 9. Como la figura 8, pero la corriente del motor incrementada hasta 23 A.

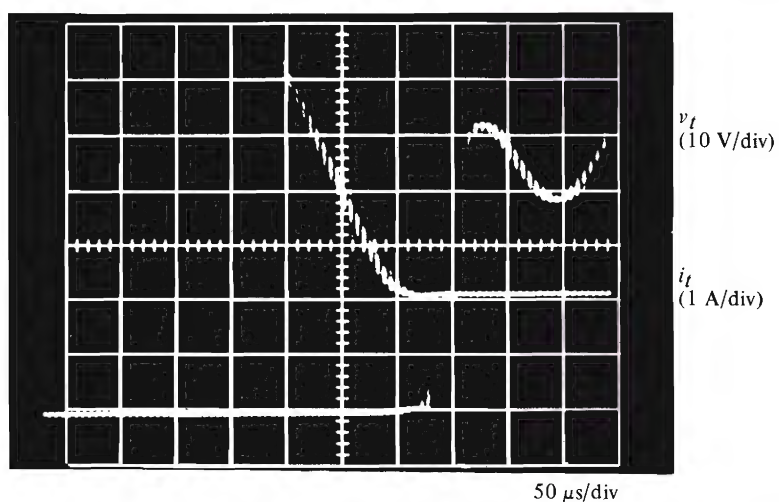


Figura 10. Como la figura 9, pero en una escala ampliada que muestra la corriente de recuperación inversa (obsérvese el descenso en la forma de onda de corriente).



40W

60W

60W

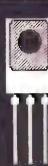
60W

60W

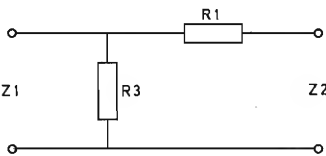
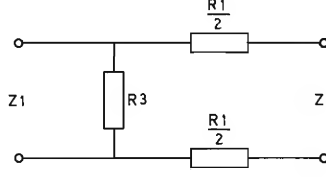
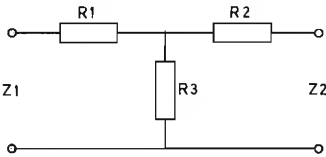
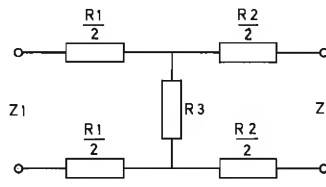
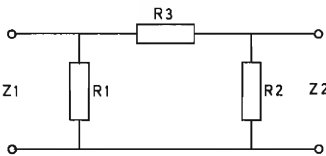
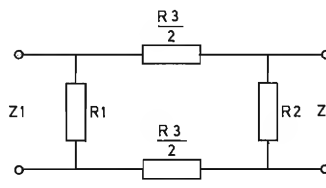
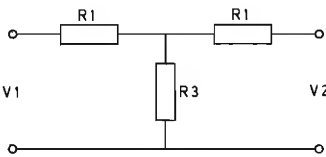
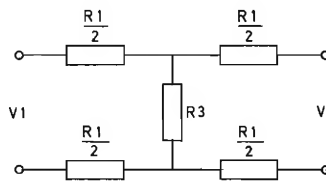
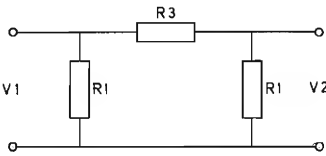
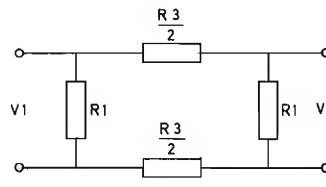
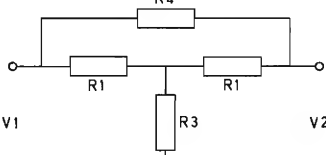
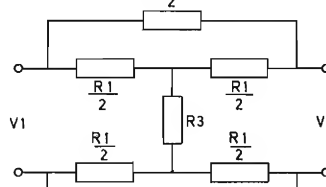
90W

117W

150W

BD681
BD682BD267B
BD266BBD335
BD336BDX63B
BDX62BBDX65B
BDX64BBDX67B
BDX66BBD679
BD680BD267A
BD266ABDX77
BDX78BD333
BD334BDX63A
BDX62ABDX65A
BDX64ABDX67A
BDX66ABD677
BD678BD203
BD204BD267
BD266BD293
BD294BD331
BD332BDX63
BDX62BDX65
BDX64BDX67
BDX66BD675
BD676BD201
BD202BD291
BD292**TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS****PARA ETAPAS DE SALIDA DE AUDIO**

ATENUADORES

ASIMÉTRICOS $Z_1 < Z_2$			$R_3 = \frac{Z_1}{\sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_2}}}$ $R_1 = Z_2 \cdot \sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_2}}$
			$R_1 = Z_1 \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - R_3$ $R_2 = Z_2 \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - R_3$ $R_3 = \frac{2 \sqrt{N \cdot Z_1 \cdot Z_2}}{N-1}$
			$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{Z_1} \cdot \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - \frac{1}{R_3}$ $\frac{1}{R_2} = \frac{1}{Z_2} \cdot \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - \frac{1}{R_3}$ $R_3 = \frac{(N-1)}{2} \cdot \sqrt{\frac{Z_1 \cdot Z_2}{N}}$
SIMÉTRICOS $Z_1 = Z_2 = Z$			$R_1 = Z \left(\frac{K-1}{K+1} \right)$ $R_3 = Z \left(\frac{2K}{K^2-1} \right)$
			$R_1 = Z \left(\frac{K+1}{K-1} \right)$ $R_3 = Z \left(\frac{K^2-1}{2K} \right)$
			$R_1 = Z$ $R_3 = \frac{Z}{K-1}$ $R_4 = Z(K-1)$
$N = \frac{\text{potencia de entrada}}{\text{potencia de salida}}$ $K = \frac{\text{tensión (corriente) de entrada}}{\text{tensión (corriente) de salida}}$			

CIRCUITOS CON FOTOTRANSISTORES

Se describen en este artículo circuitos básicos de aplicación de fototransistores y unos ejemplos prácticos que ponen de manifiesto las numerosas e interesantes posibilidades de estos componentes en la industria y en el hogar.

El fototransistor puede ser considerado como un transistor cuya corriente de base es proporcionada por un fotodiodo. Por consiguiente, la corriente a través de un fototransistor depende de la cantidad de luz que recibe la base y, de este modo, el fototransistor resulta sumamente útil para la realización de circuitos controlados por medio de niveles de iluminación.

Circuitos básicos

La figura 1 muestra un fototransistor conectado de forma usual como transistor con emisor a masa en circuito amplificador de clase A. La resistencia equivalente a $R1$ y $R2$ en paralelo debe ser mayor que $100\text{ k}\Omega$ para un fototransistor de silicio, como el BPX72. Por el contrario, algunos fototransistores, como BPW22 y BPW23, han sido diseñados para trabajar sin conexión de base. Empleados de esta forma pueden actuar como generadores de corriente (figura 2) o como generadores de tensión (figura 3).

En el circuito generador de corriente (figura 2), la impedancia de la fuente de alimentación debe mantenerse baja y es conveniente disponer de cierto grado de protección contra sobrecorrientes.

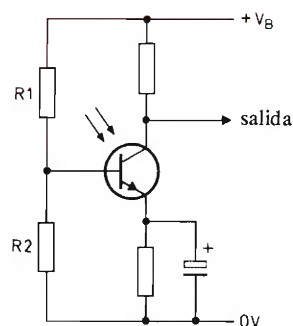


Figura 1. Aunque el factor de amplificación de corriente del fototransistor puede aumentarse mediante polarización, se producirá una pérdida de sensibilidad si la resistencia de los resistores $R1$ y $R2$ en paralelo no equivale a más de $100\text{ k}\Omega$

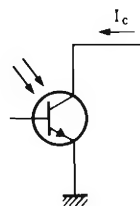


Figura 2. Fototransistor conectado como generador de corriente

La adición de un resistor en el circuito de base proporciona un umbral de sensibilidad luminosa. El circuito de la figura 4 responde sólo a niveles de iluminación que sobrepasen el valor establecido por el resistor R_B . El fototransistor no empieza a conducir hasta que el producto $I_B R_B$ es mayor que la tensión de codo V_{BE} siendo I_B igual a I_C/h_{FE} . El valor de I_C es el que corresponde al nivel de iluminación cuando $R_B = \infty$. En la figura 5 se muestra el efecto de distintos valores del resistor R_B sobre el umbral de conducción.

Si se desea detectar una luz modulada, debe emplearse una inductancia en el circuito de base en lugar del resistor R_B (figura 6). El valor de esta inductancia debe ser tal que la frecuencia de modulación de la luz debe presentar una impedancia de $100\text{ k}\Omega$ como mínimo. Suponiendo una frecuencia de modulación de 1 kHz , esto implica un valor de 16 H , un valor demasiado elevado. Una solución más aceptable, si la frecuencia de modulación es estable y se conoce, consiste en el empleo de un circuito sintonizado en paralelo entre base y emisor. Si se utilizan núcleos envolventes de Ferroxcube, puede obtenerse fácilmente resistencias dinámicas de $1\text{ M}\Omega$.

Si la frecuencia de modulación varía dentro de un amplio margen y el nivel de luz ambiente es elevado, resulta útil el circuito de la figura 7. El transistor BC109B y el circuito RC ofrecen una baja impedancia para la corriente continua del diodo base-colector del fototransistor BPX72, y una elevada impedancia para las señales de corriente alterna. La constante de tiempo del circuito está determinada por los valores de R y C . La impedancia de corriente alterna para frecuencias en las que C tiene una baja impedancia, es la resistencia de R en paralelo con la impedancia dinámica de BC109B. Para bajas corrientes equivale

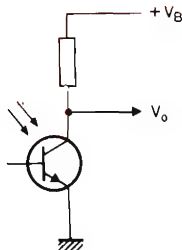


Figura 3. Fototransistor conectado como generador de tensión

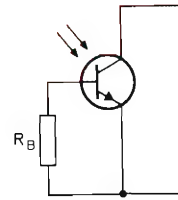


Figura 4. La adición de una resistencia de base proporciona un umbral de sensibilidad luminosa

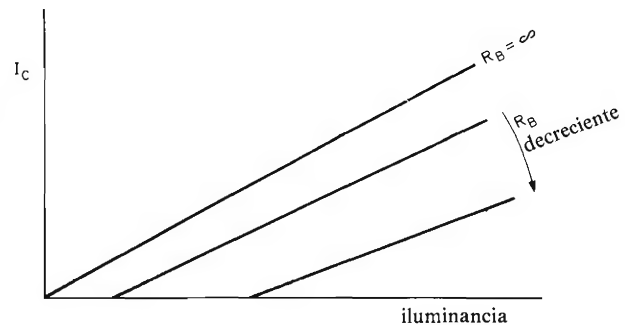


Figura 5. Influencia del valor de R_B en el circuito de la figura 4

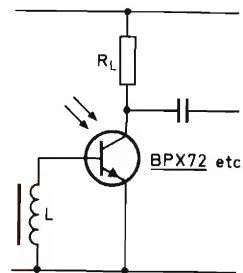


Figura 6. Conectando una inductancia en paralelo con el circuito de base, el fototransistor es sensible sólo a variaciones de nivel luminoso. Desgraciadamente se necesitan inductancias de valor muy elevado.

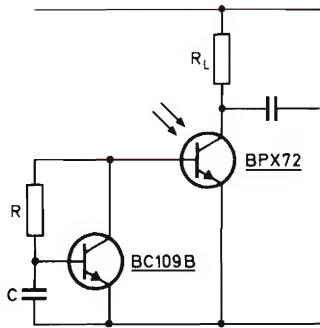


Figura 7. Sustituyendo la inductancia por una red simuladora de inductancia pueden detectarse fácilmente variaciones luminosas. Con transistores correctamente adaptados puede suprimirse en 40 dB la fotocorriente debida a una iluminación constante.

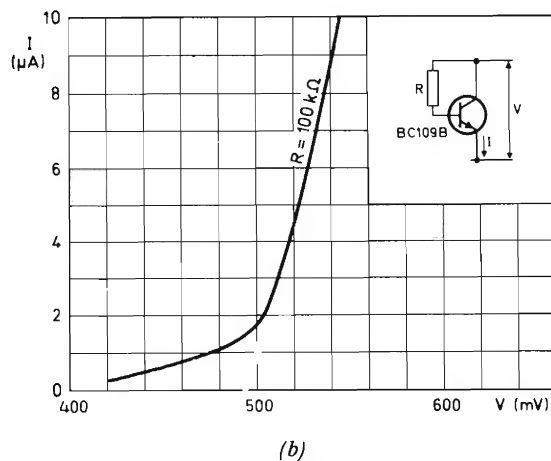
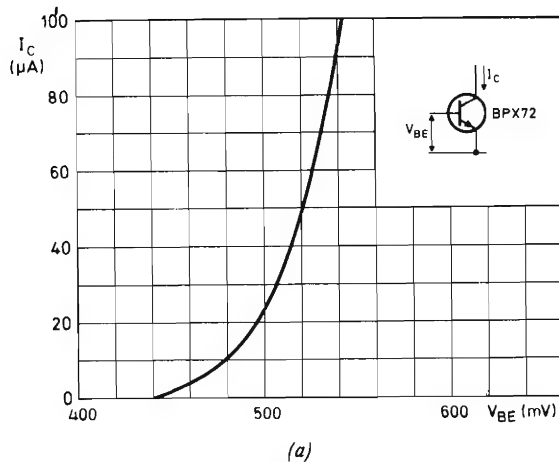


Figura 8. a) Corriente de colector en función de la tensión base-emisor de un fototransistor BPX72. b) Comportamiento de la red simuladora de inductancia, sin el condensador, simulando la respuesta de c.a.

prácticamente al valor de R , puesto que la pendiente de resistencia de BC109B es muy elevada. Son adecuados valores de R entre $100\text{ k}\Omega$ y $1\text{ M}\Omega$. En la figura 8 se comparan las características del circuito de desacoplo de BC109B y las del fototransistor BPX72.

Codificador de posición angular

La figura 9 muestra el circuito de una cabeza de lectura para un disco codificado realizado por medio de un fototransistor conectado a un transistor que actúa como carga. El valor de la carga está determinado por el potenciómetro de ajuste de sensibilidad. La etapa de salida está sobreexcitada y opera a modo de conformador de ondas. La figura 10 muestra la señal de salida de este circuito, que, como puede verse, es adecuado para la excitación de circuitos lógicos TTL.

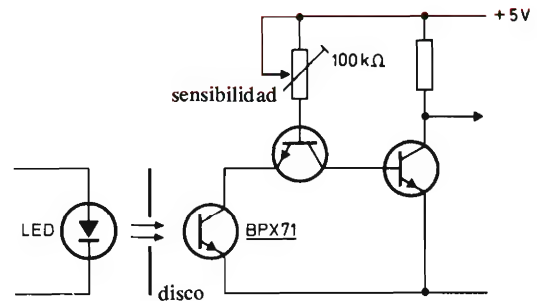


Figura 9. Fototransistor y amplificador para un codificador óptico de posición angular.

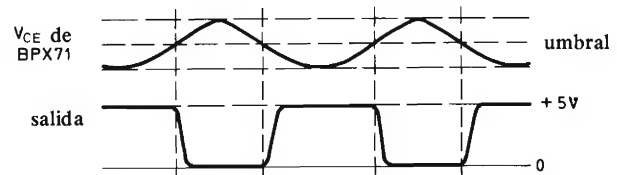


Figura 10. Formas de onda del circuito de la figura 6

Detector de llama

La figura 11 representa el circuito de un detector de llama en el que se utiliza el fototransistor BPX72 para disparar un conmutador controlado de silicio BR101. Con el conmutador controlado de silicio en conducción, se enciende un diodo luminoso que proporciona la señal de alarma correspondiente.

La sensibilidad de este circuito, que es fija, ha sido establecida para detectar la radiación de la llama de un encendedor de cigarrillos situado a un metro de distancia.

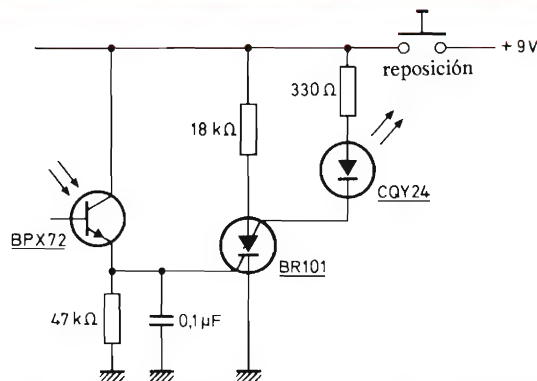


Figura 11. Circuito detector de llama y alarma capaz de detectar la llama de un encendedor de cigarrillos a la distancia de un metro

FOTOTRANSISTORES

Tipo	VALORES LIMITE			CARACTERISTICAS					
	V_{CE0}	I_c	P_{tot}	λ_{pico}	N	a V_{CE} ($I_B=0$)	t_{on} máx.	corriente oscuridad máx. μA	a V_{CE} ($I_B=0$)
	V	mA	mW	típ. mm	típ. $\mu A/lx$				
BPW22	30	25	50	800	2	5	-	0,1	20
BPW23	30	25	50	800	2	5	-	0,1	20
BPX25	32	100	300	800	1,3	6	6	0,5	24
BPX29	32	100	300	800	0,8	6	10	0,5	24
BPX70	30	25	180	800	0,1-0,7	5	13	0,1	20
C					0,1-0,3				
D					0,2-0,4				
E					0,3-0,7				
BPX71	50	20	50	800	0,18-3,56	5	50	0,025	30
-201					0,18-0,71				
-202					0,48-1,19				
-203					0,95-1,9				
-204					1,66-3,56				
BPX72	30	25	180	800	0,5-30	5	26	0,1	20
C					0,5-1,2				
D					0,85-2				
E					1,4-3				
BPX95	30	25	100	800	5	5	$t_r=3\mu s$	0,1	20

FOTOACOPLADORES Y SUS APLICACIONES

Las aplicaciones de los fotoacopladores son numerosas. En este artículo se describen los principios de funcionamiento y principales características de estos componentes y algunos ejemplos de aplicación que ponen de manifiesto las grandes posibilidades que nos ofrecen.

Introducción

Los fotoacopladores, o aisladores acoplados ópticamente, proporcionan un excelente medio para transmitir información entre dos circuitos eléctricamente aislados entre sí. Presentan un elevado aislamiento entre entrada y salida (hasta 4 kV) y una baja capacidad de acoplamiento (típicamente 1 pF). Además, tienen una respuesta rápida (con valores de hasta 100 kbits/seg) y son compatibles con los circuitos lógicos TTL. Como sustitutivos de los relés electromecánicos, son más rápidos, más pequeños y más seguros.

La tabla adjunta da un resumen de las principales características de los fotoacopladores actualmente disponibles. Cada uno consta de un diodo de GaAs emisor de radiaciones infrarrojas y un fototransistor NPN de silicio, montados en una misma cápsula. Uno de ellos (CNY48) incluye un transistor adicional conectado en configuración Darlington con el fototransistor a fin de obtener mayor ganancia.

La figura 1 muestra el símbolo del fotoacoplador. Si se hace pasar una corriente directa a través del diodo, éste emite una radiación infrarroja de una

longitud de onda de $0,9 \mu\text{m}$. Esta radiación se transmite a través de un medio de acoplamiento transparente a la base del fototransistor. La base del fototransistor puede haberse dejado flotante o conectada al emisor. En este último caso, el detector trabaja como fotodiodo y la corriente de salida es simplemente la debida a la foto-generación de portadores de carga. Sin embargo, si el circuito de base es abierto, los huecos generados hacen que la unión base-emisor quede polarizada en sentido directo. Como resultado la corriente de colector aumenta nota-

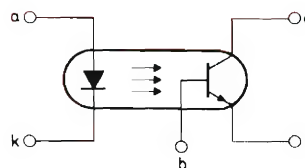


Figura 1. Símbolo de un fotoacoplador

blemente varios centenares de veces con respecto a la del fototransistor con base conectada a emisor, aunque a expensas de una respuesta más lenta. El funcionamiento con circuito de base abierto es el más usual.

La aplicación más importante de los fotoacoplado-

res consiste en proporcionar el nivel de aislamiento más elevado posible entre dos subsistemas y al mismo tiempo permitir una eficiente transmisión de información. El aislamiento obtenido por el fotoacoplador aumenta linealmente a medida que aumenta la distancia de separación entre el diodo y el foto-

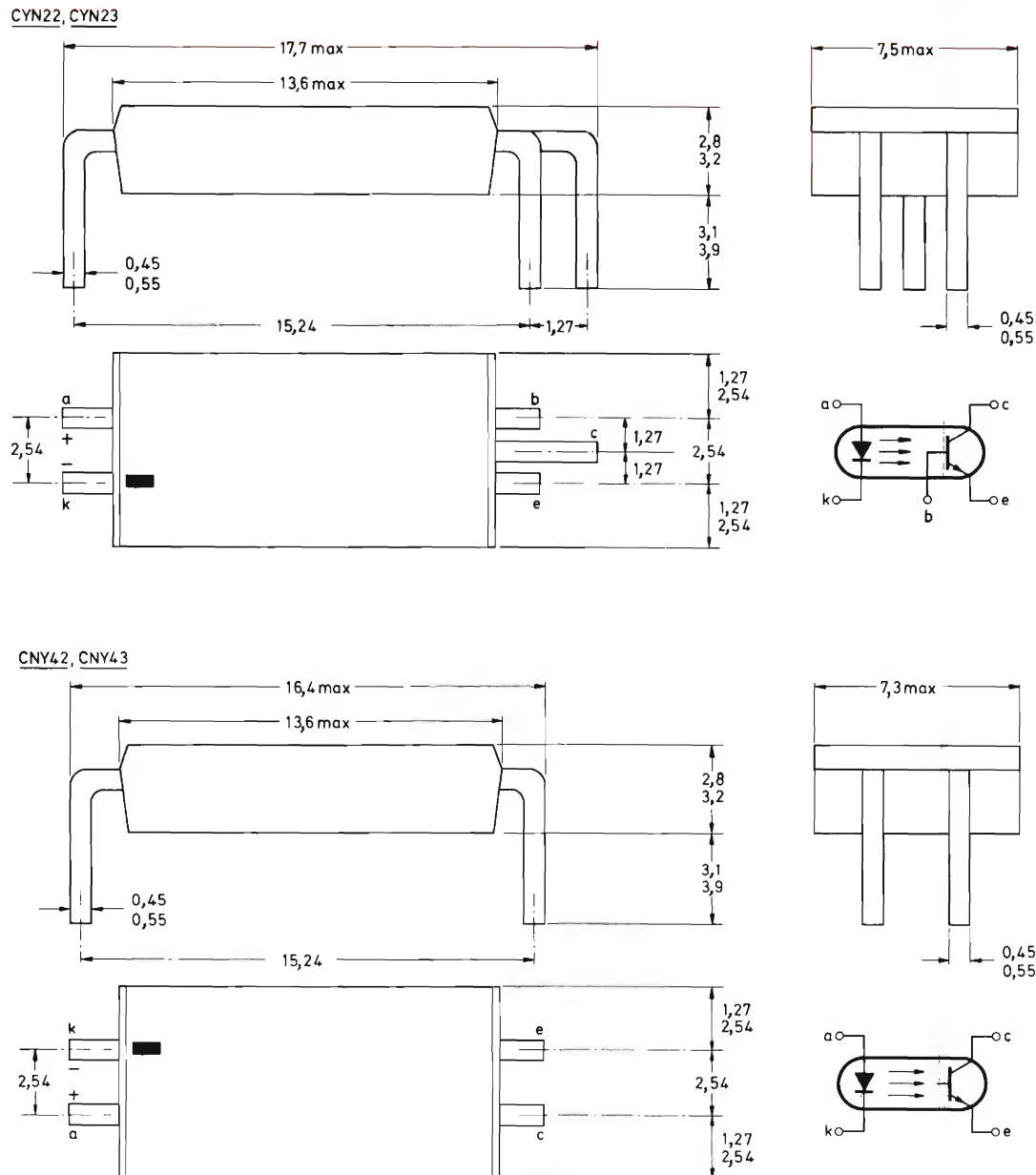
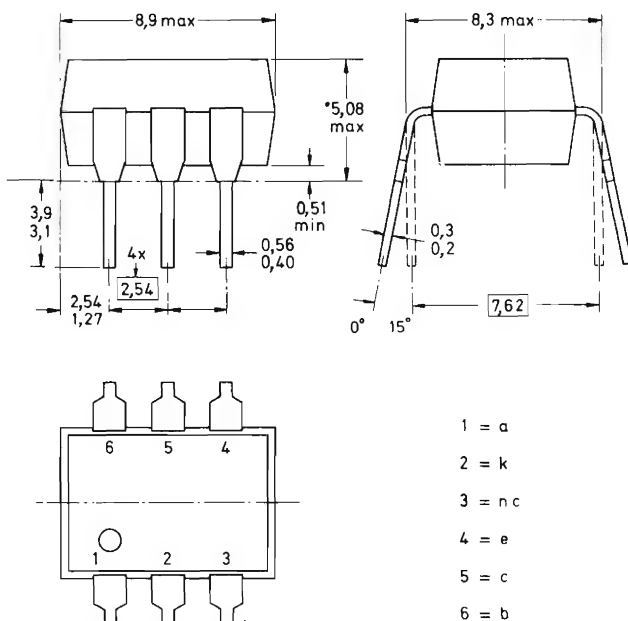
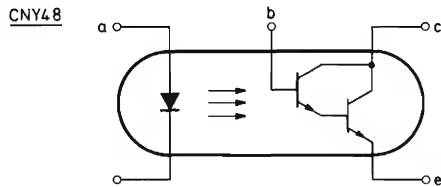
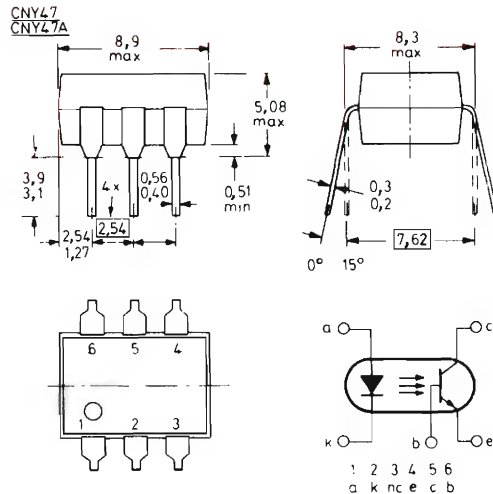
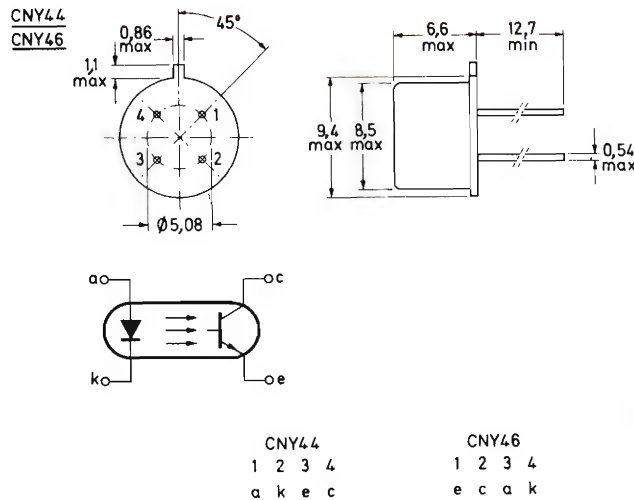


Figura 2. Cápsulas de fotoacopladores típicos



transistor. Sin embargo, una gran separación conduce a un acoplamiento reducido (proporcional a $1/D^2$) e indirectamente a una reducción en la calidad de la información transmitida. Por ello es conveniente emplear una separación óptima.

Para que el acoplamiento sea máximo, el fototransistor se coloca de manera que una gran superficie de su base quede expuesta a la radiación infrarroja del diodo emisor. Así puede mejorarse el acoplamiento, pero esto da lugar a un aumento de la capacidad base-colector y, por consiguiente, a una reducción de la velocidad de respuesta.

Además de proporcionar elevado aislamiento de tensión continua, la separación entre el diodo y el fototransistor da una baja capacidad de acoplamiento (aprox. 1pF), lo cual reduce la transmisión de ruido de alta-frecuencia de modo común. En aplicaciones digitales, la inmunidad a la transmisión de ruido mejora gracias al umbral de emisión del diodo, dado que no se produce emisión hasta que la tensión directa aplicada no sobrepasa el valor de un voltio aproximadamente.

Características

En la tabla y en la figura 2 se dan las principales características de los fotoacopladores actualmente disponibles.

Fotoacopladores

	CNY22 CNY42(1)	CNY23 CNY43(1)	CNY44 CNY46	CNY47	CNY47A	CNY48
Mín. tensión aislamiento entrada/salida (V)	4000 pico	2800 pico	1500 pico	2000 ef.	2000 ef.	1500 ef.
Factor transferencia I_C/I_F	25	50	—	—	—	—
$I_F = 8 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$	—	—	33	—	—	—
$I_F = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10 \text{ V}$	—	—	—	20	40	—
$I_F = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 0,4 \text{ V}$	—	—	—	—	—	600
$I_F = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 1 \text{ V}$	—	—	—	—	—	—
Máx. tensión saturación colector-emisor (V)	0,4	—	—	—	—	—
$I_F = 8 \text{ mA}$, $I_C = 2 \text{ mA}$	0,4	0,4	—	—	—	—
$I_F = 8 \text{ mA}$, $I_C = 2 \text{ mA}$	—	—	—	—	—	—
$I_F = 8 \text{ mA}$, $I_C = 4 \text{ mA}$	—	—	0,4	—	—	—
$I_F = 10 \text{ mA}$, $I_C = 3 \text{ mA}$	—	—	—	0,4	0,4	—
$I_F = 10 \text{ mA}$, $I_C = 2 \text{ mA}$	—	—	—	—	—	1
$I_F = 10 \text{ mA}$, $I_C = 60 \text{ mA}$	—	—	—	—	—	—
Máx. tensión colector-emisor (V)	50	30	50	30	30	30
Tiempo de cebado (μs)	5,0	5,0	2,0	3,0	5,0	—
Tiempo de descebado (μs)	5,0	5,0	2,0	3,0	5,0	—
Máx. corriente oscuridad (mA)	100	100	100	100	100	100

(1) Sin conexión exterior de base.

Acoplamiento a etapas TTL

Una de las aplicaciones más importantes de los fotoacopladores consiste en el acoplamiento de subsistemas digitales, puesto que la elevada resistencia de aislamiento y la baja capacidad de acoplamiento eliminan los problemas causados por derivaciones a masa e impulsos de ruido.

TTL a fotoacoplador

El fotoacoplador puede ser excitado por circuitos lógicos TTL empleando uno de los circuitos representados en la figura 3. Idealmente, la velocidad de trabajo del fotoacoplador debe ser tan elevada como la del circuito lógico.

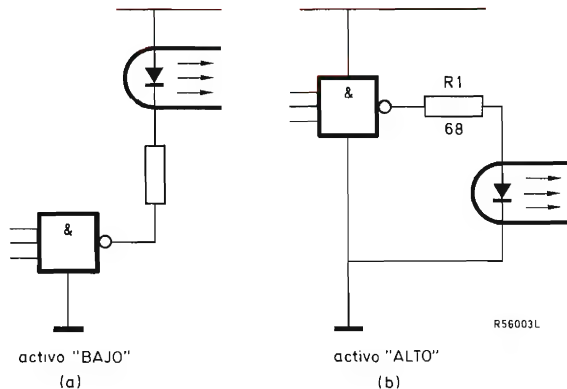


Figura 3. Circuitos acoplamiento TTL a fotoacoplador.

Sin embargo, los fotoacopladores trabajan a una velocidad notablemente menor, principalmente a causa del tiempo de desaturación del fototransistor receptor. Por tanto, el circuito del fototransistor debe diseñarse de modo que tenga una baja impedancia, dando la velocidad de conmutación más elevada y el margen de frecuencia más favorable que sea posible obtener.

El factor de transferencia de corriente es relativamente bajo y fijo. La corriente del diodo debe ser tan elevada como sea posible para asegurar la saturación

del fototransistor a pesar de la baja impedancia del circuito de salida. Sin embargo, puesto que la corriente del diodo puede llegar a 30 mA, la principal limitación es establecida por la máxima corriente permisible de salida de la puerta de excitación TTL. Para nivel activo BAJO y nivel ALTO, es la siguiente:

activo BAJO	16 mA con margen de ruido
	40 mA sin margen de ruido
activo ALTO	8 mA sin margen de ruido

Los valores de $R1$ (más próximos al valor preferido) dados en las figuras 3a y 3b corresponden a corrientes de puerta de 16 mA y 8 mA respectivamente.

Fotoacoplador a TTL

El circuito más sencillo está representado en la figura 4. El valor necesario de $R1$ depende de la corriente en el diodo del fotoacoplador, del factor de transferencia de corriente del fotoacoplador y de las

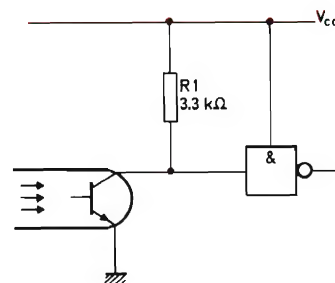


Figura 4. Sencillo acoplamiento fotoacoplador-TTL

condiciones de entrada de la puerta TTL. El valor dado (3,3 kΩ) permite la máxima velocidad para un fotoacoplador con $I_F = 16$ mA e $I_C/I_F = 20$ %. El valor nominal típico es de 100 kbits/seg.

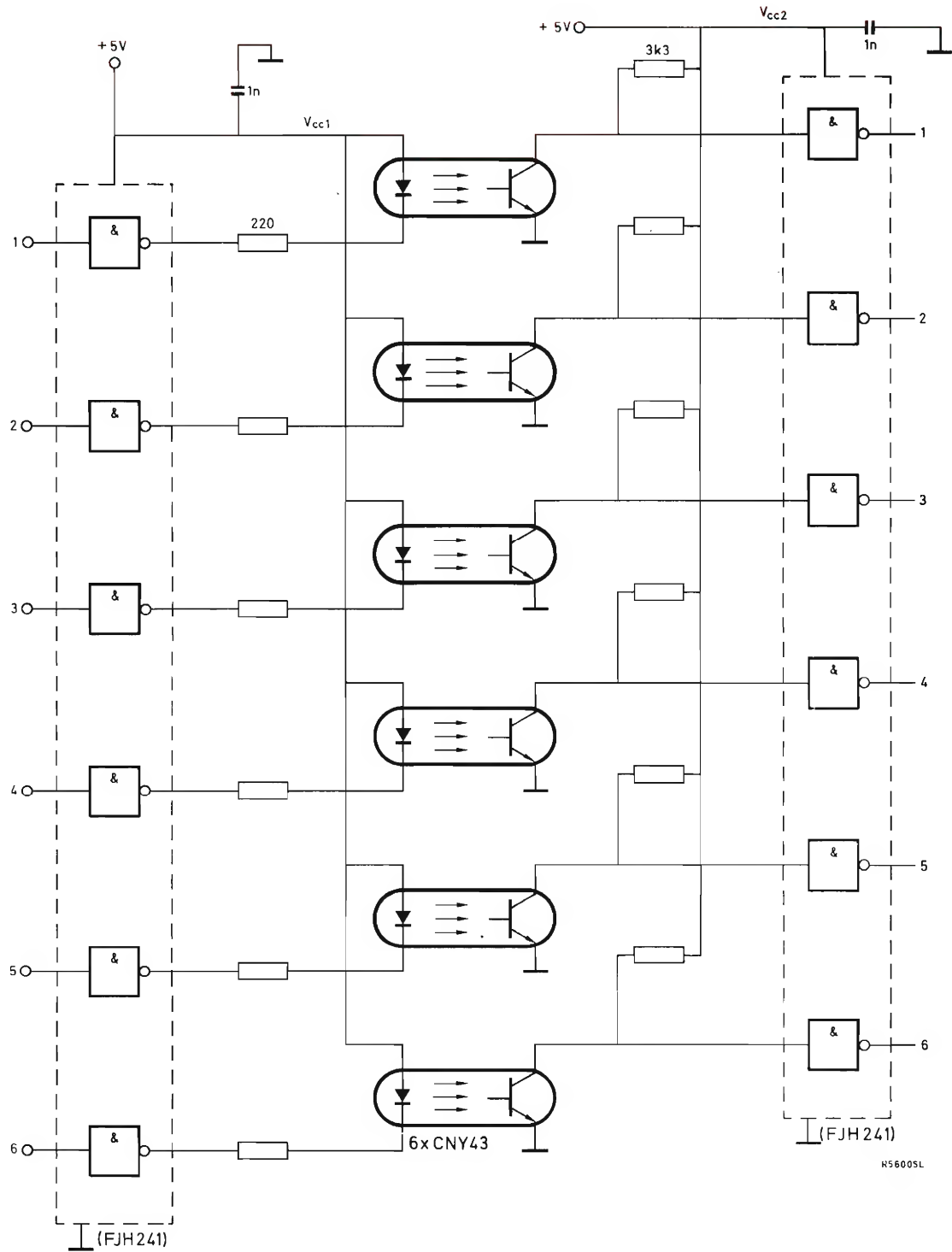


Figura 5. Ejemplo práctico de circuito de interface TTL-TTL

La figura 5 muestra un ejemplo práctico de acoplamiento TTL a TTL empleando fotoacopladores. Pueden transmitirse seis bits, pasando cada bit a través de un fotoacoplador que asegure un desacoplamiento eléctrico entre los sistemas.

La velocidad de conmutación a plena carga (1,5 A) es

$$t_{on} = 10 \mu s$$

$$t_{off} = 2,5 ms$$

Sustitución de relés

La figura 6 muestra la sustitución directa de un relé por un fotoacoplador. Las ventajas que ofrece esta sustitución son: respuesta más rápida, ausencia de rebote del contador, mayor duración de vida y elevada resistencia de aislamiento. Las principales desventajas son la limitada corriente de salida y la resistencia en estado cebado.

Excitación de relés

La figura 7 muestra el empleo de un fotoacoplador para proteger los circuitos lógicos de baja potencia contra transitorios que se producen en una carga inductiva por la que circula elevada corriente. Empleando un fotoacoplador con un factor de transferencia de corriente del 20 % y una corriente directa de 12 mA aproximadamente, puede conmutarse una corriente de carga I_C de 1,5 A con $V_{CE sat} < 2,5 V$.

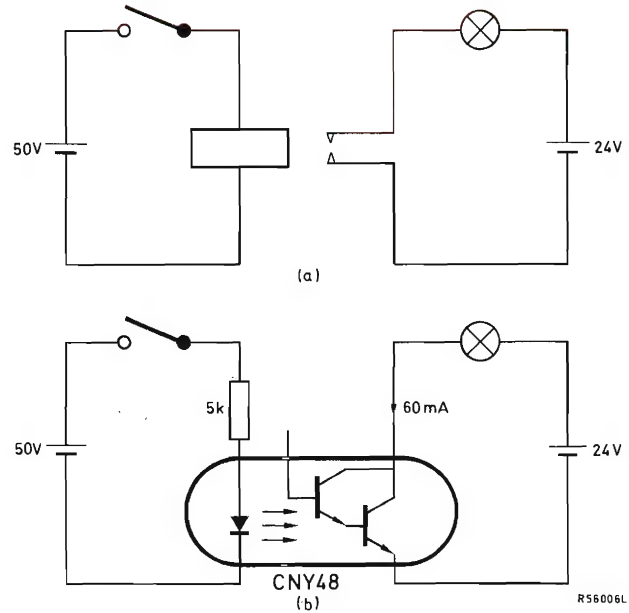


Figura 6. Sustitución directa de un relé por un fotoacoplador.

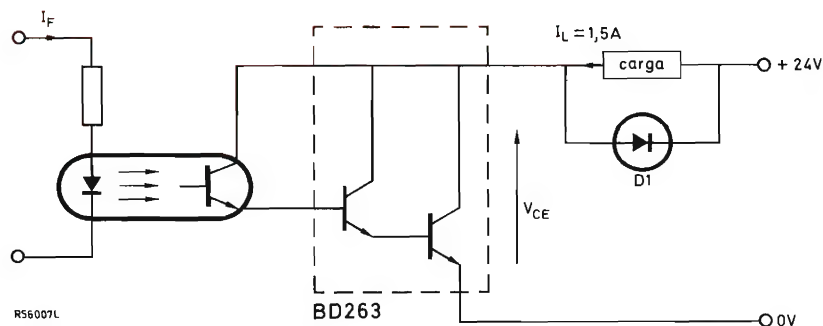


Figura 7. Protección de circuitos lógicos de baja potencia por medio de fotoacopladores.

Terminación de línea

Un fotoacoplador puede ser empleado junto con otros componentes para terminar una línea. Este sistema ofrece buena supresión de ruido transitorio y de c.c. Las figuras 8a y 8b muestran un circuito básico y la característica de transferencia típica. El

margen de ruido de c.c. resulta de la configuración del circuito y la supresión de ruido transitorio de la muy baja capacidad de acoplamiento. La disposición representada es adecuada para interface directo con circuitos lógicos TTL (véase fig. 4). El resistor $R1$ limita la corriente inversa, el diodo $D1$ actúa como bloque inicial tensión/corriente y el diodo $D2$ limita

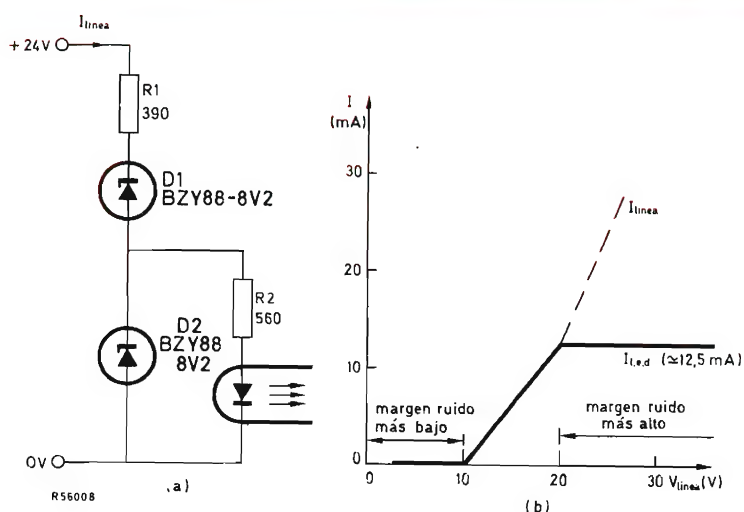


Figura 8. terminación de línea empleando un fotoacoplador. a) circuito básico, b) característica de transferencia típica.

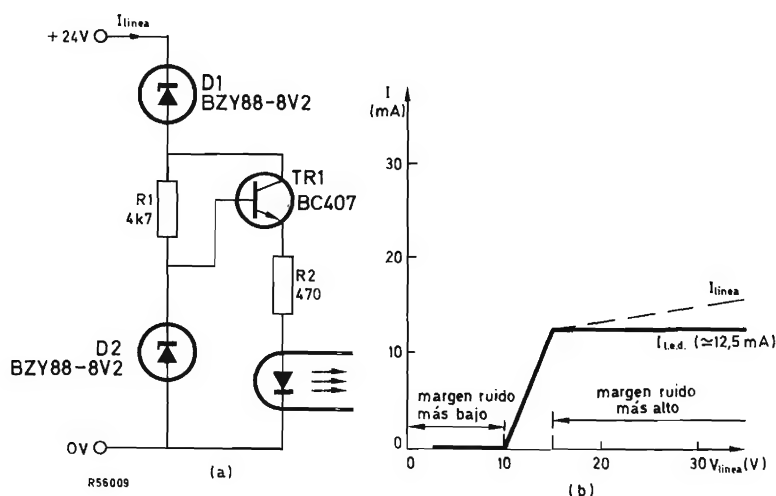


Figura 9. Circuito de terminación de línea mejorado. a) circuito básico, b) característica de transferencia típica.

la corriente en el diodo del fotoacoplador.

Puede mejorarse el margen superior de ruido y la relación $I_{l.e.d.}/I_{line}$ incluyendo un transistor en el circuito, como muestran las figuras 9a y 9b.

Fotoacoplador que dispara un conmutador controlado de silicio

La figura 10 muestra el empleo de un fotoacoplador para disparar un conmutador controlado de silicio. El circuito es otro ejemplo de aislamiento entre un circuito lógico y un circuito de potencia. El disparo incontrolado del SCS se inhibe mediante el elevado rechazo de modo común existente entre los circuitos. El condensador $C1$ sirve para supresión de interferencia y su valor depende de la aplicación en particular. El pulsador $S2$ se utiliza para la reposición del circuito.

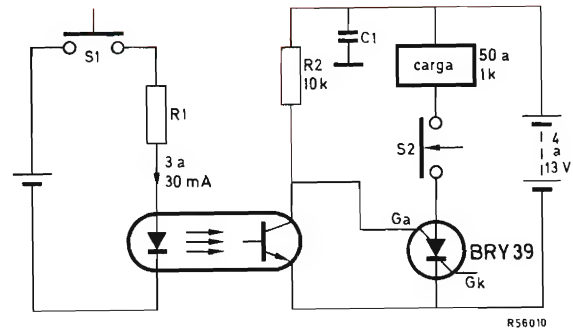


Figura 10. Disparo de un conmutador controlado de silicio por fotoacoplador.

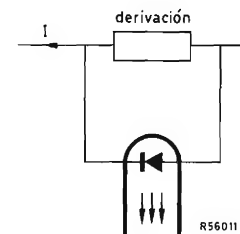


Figura 11. Circuito básico de sensor de sobrecorriente utilizando un fotoacoplador.

Los fotoacopladores pueden ser empleados como sencillos y rápidos sensores de sobrecorriente en el circuito de una fuente de alimentación. El circuito básico se representa en la figura 11. El diodo del fotoacoplador no conduce hasta que la tensión a través de la derivación alcanza el codo de la característica directa del diodo (aprox. 1,5 V), en cuyo momento la corriente del diodo aumenta rápidamente. En un circuito práctico (fig. 12) debe incluirse una red limitadora de corriente en serie para limitar la corriente del diodo, como haría un diodo inverso-paralelo para evitar tensiones inversas. Los diodos $D1$ a $D3$ con el resistor $R1$ forma una red de desacoplo de sobrecorriente. Estos diodos deben ser tipos de silicio con V_F aproximadamente igual a 0,7 V y suficiente margen de corriente para la aplicación en particular. El diodo $D4$ protege al diodo del fotoacoplador contra posibles tensiones inversas.

El resistor en serie $R1$ debe elegirse de modo que el diodo del fotoacoplador pase suficiente corriente antes de que la combinación de la tensión directa del diodo del fotoacoplador (aprox. 2,1 mV) y la caída entre extremos de $R1$ haga que los diodos $D1$ a $D3$ entren en conducción. El circuito trabaja también correctamente con c.a., pero en este caso los diodos $D1$ a $D3$ deben ser reemplazados por dos redes similares conectadas en inverso-paralelo.

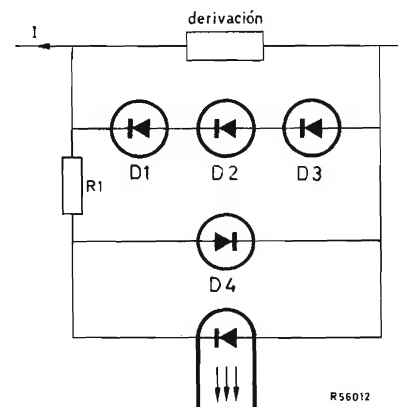


Figura 12. Circuito práctico de sensor de sobrecorriente.

Fotoacopladores en aplicaciones de control de motores

Conmutador inverso para motor de c.c.

La figura 13a muestra un esquema general del sistema. Cada uno de los cuatro transistores *TR1*, *TR2*,

TR3 y *TR4* es excitado por un circuito conmutador representado en la figura 13b. Las ventajas del empleo de fotoacopladores estriban en el aislamiento entre la fuente de las señales de conmutación y las líneas de potencia, y en el hecho de evitar el empleo de transistores PNP de gran potencia.

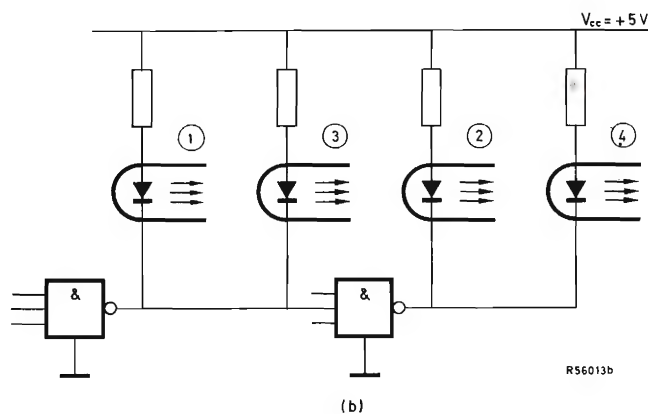
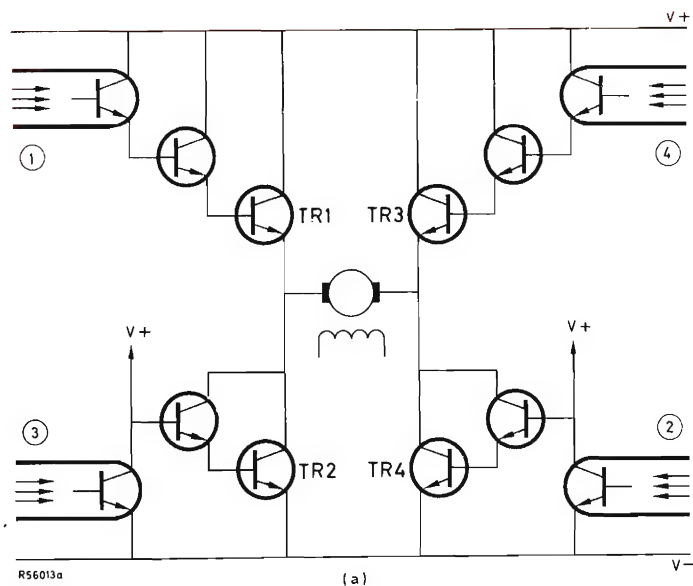


Figura 13. Esquema de un conmutador inversor de motor de c.c. a) circuito general, b) circuito excitador.

Controlador para motor de inducción trifásico

La figura 14 muestra el esquema de un controlador de motor de inducción trifásico. El sistema tiene las mismas ventajas que el inversor de motor de c.c. descrito antes.

Transmisión analógica

Hay una gran variedad de aplicaciones industriales y domésticas en las que los fotoacopladores pueden

ser empleados para transmitir señales analógicas entre equipos con desigual potencial de tierra, o, en los casos donde es necesario, que varias señales analógicas sean sumadas en serie para alimentar la entrada de un amplificador común.

La figura 15 muestra un circuito aislador analógico práctico. El circuito tiene unos puntos de caída de 3 dB a 6 kHz y 80 kHz. La distorsión armónica total para una salida de 8 V pico a pico es inferior al 1,5 % entre 100 Hz y 20 kHz.

Este circuito puede ser empleado en las aplicacio-

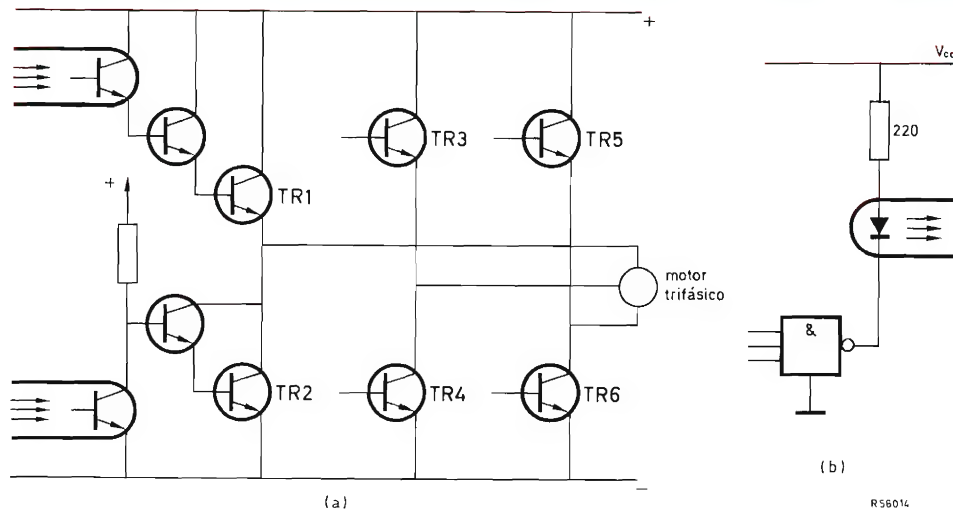


Figura 14. Esquema de un controlador de motor de inducción trifásico. a) circuito general, b) circuito excitador (seis iguales).

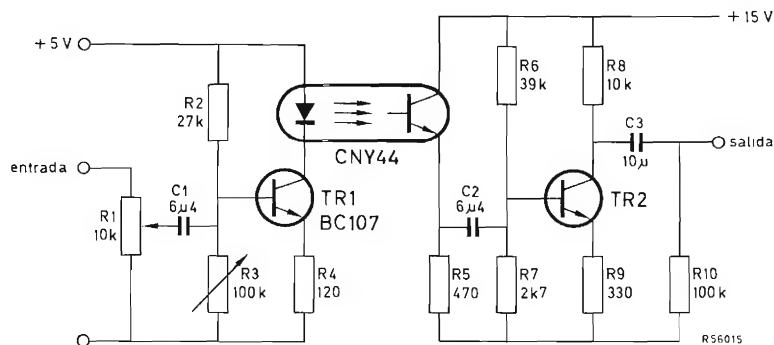


Figura 15. Circuito aislador analógico práctico.

nes representadas en la figura 16, donde el fotoacoplador reemplaza un transformador para aislar equipos con y sin chasis conectado a masa.

La figura 17 muestra un esquema en el que se utilizan dos fotoacopladores en un multiplexor analógico. Las ventajas del empleo de fotoacopladores son que los fototransistores "flotan" en las líneas de señal analógica mientras los diodos trabajan con respecto a potenciales fijos. En la figura 17, cuando

el diodo del fotoacoplador 1 está cebado por $IP1$, y el diodo del fotoacoplador 2 está descebado para $IP2$, en la salida del amplificador se encuentra la onda senoidal. Por el contrario, con el diodo del fotoacoplador 1 descebado y el del fotoacoplador 2 cebado, aparece en la salida la forma de onda cuadrada. Con otros diodos cebados, la señal resultante en la salida del amplificador es la suma (o la diferencia) de las dos señales de entrada de los transistores.

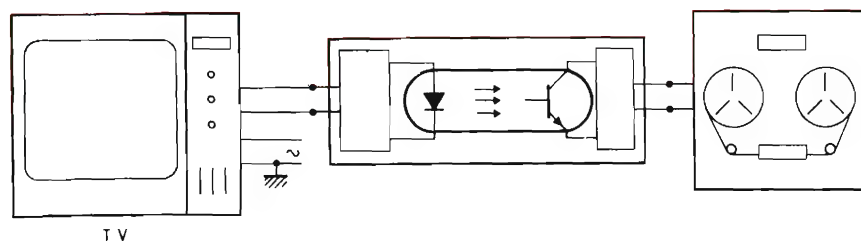


Figura 16. Aplicación del circuito de la figura 15 en la que el fotoacoplador aísla equipos con y sin chasis conectados a tierra.

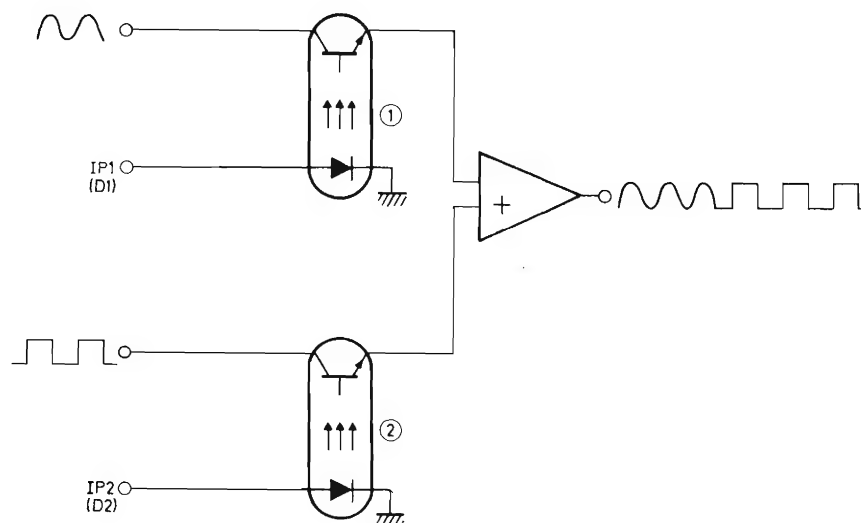


Figura 17. Esquema de un multiplexor analógico.

Bibliografía

JOHN MARKUS

MANUAL DE CIRCUITOS ELECTRONICOS

Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona, 7
Un volumen de 970 páginas (28 x 23 cm), 1974.



En este manual se han recopilado más de 3.100 esquemas de circuitos electrónicos publicados durante los últimos cinco años por las más importantes revistas técnicas de Estados Unidos y otros países y por algunos importantes fabricantes de componentes electrónicos.

Cada esquema contiene los valores de todos los componentes importantes, un título identificador, una pequeña descripción de la función del circuito, datos de características y sugerencias para sus aplicaciones. Al final de cada descripción se indica la revista o el libro del que se ha tomado la información, para que el lector pueda ampliar la información si lo precisa.

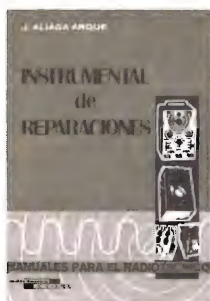
Este manual viene a ser un sistema de recuperación de información sobre circuitos electrónicos comprobados y prácticos, desarrollados en todo el mundo. Siempre que necesite un circuito para una determinada aplicación, el técnico puede encontrar fácil y rápidamente la solución de su problema o información que le permitirá resolver el problema que tiene planteado.

Los circuitos descritos se clasifican en 99 grupos. Esta clasificación y un extenso índice alfabético facilita la búsqueda del circuito deseado.

J. ALIAGA ARQUE

INSTRUMENTAL DE REPARACIONES

Colección "Manuales para el Radiotécnico"
Ediciones Cedel. Apartado 5326. Barcelona
Un volumen de 346 páginas (18 x 25 cm), 1974.



El avance de la tecnología electrónica requiere la constante puesta a punto de las técnicas que se dedican a la reparación y mantenimiento de receptores de radio y de televisión, emisores y transceptores, aparatos de alta fidelidad, dispositivos industriales y demás. ¿Cuántos técnicos pueden responder con acierto a cómo se comprueba un transistor de efecto de campo, a qué aparato de taller (económico) puede comprobar el estado y la actividad de un cristal de cuarzo o a cómo es posible conocer el estado de un condensador en circuito y aún medir su capacidad, o proyectar y montar rápidamente un atenuador que se precisa al instante?

Este volumen está dedicado a la preparación adecuada de todo reparador ante la perspectiva de una compra de instrumental económico, pero práctico y efectivo. Describe con claridad cuanto puede ofrecer el mercado desde un punto de vista práctico y orienta con acierto sobre lo que puede esperarse y conseguirse con instrumentos tales como el inyector de señales, el analizador dinámico, el comprobador de válvulas y de tubos de rayos catódicos, el comprobador de transistores (efecto de campo incluido), las cajas de sustitución, los atenuadores, los probadores de condensadores en circuito y los capacímetros (medidores de capacidad), los probadores de cristales de cuarzo, etc.

No sólo describe tales aparatos, sino que trata de la construcción de los mismos y de sus aplicaciones especiales ensanchando el campo de sus posibilidades y logrando una rentabilidad máxima a la hora de su empleo.

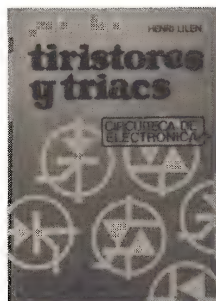
Índice resumido: El inyector de señales. El analizador dinámico. Cajas de sustitución de resistencias y condensadores. Los atenuadores. El comprobador de válvulas. Los transistómetros. Los probadores de condensadores y los capacímetros. Los probadores de cuarzo.

HENRI LILEN

TIRISTORES Y TRIACS

Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona, 7

Un volumen de 270 páginas (24 x 17 cm). 1974.



A lo largo de los veinte capítulos de que consta este libro, se estudia la estructura, el funcionamiento, las características y las aplicaciones de los tiristores.

En el primer capítulo se considera la importancia técnica y económica de los distintos tipos de tiristores. El capítulo segundo está dedicado a la teoría del tiristor y el tercero a las técnicas de fabricación. El capítulo cuarto estudia el tiristor en conmutación. Los capítulos 5 y 6 describen los diferentes tipos de tiristores, el 7 los elementos de disparo y el 8 los elementos complejos con tiristores. Los capítulos 9, 10, 11, 12, 13, 14 y 15 están dedicados al estudio de los distintos aspectos del gobierno de tiristores y triacs: circuitos de todo a nada, mando síncrono, variación de potencia por mando síncrono, variación de potencia por ángulo de conducción, disparo por amplificador magnético, etc. En el capítulo 16 se considera los problemas de la extinción del tiristor y en el 17 los dispositivos de protección. Los capítulos 18 y 19 están dedicados a las aplicaciones propiamente dichas: cargadores de batería, encendido de motores, temporizadores, regulación de motores, regulación de temperatura, etc. Por último, en el capítulo 20 se estudia el gobierno de tiristores y triacs con circuitos integrados.

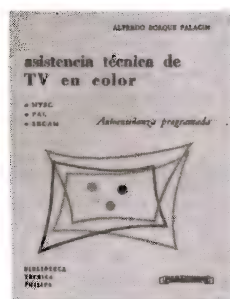
ALFREDO BORQUE PALACIN

ASISTENCIA TECNICA DE TV EN COLOR

Biblioteca Técnica Philips

Paraninfo. Magallanes 25. Madrid, 15

Un volumen de 256 páginas (22 x 17 cm). 1975



Esta obra consta de once capítulos y un apéndice y en ella se ha procurado recoger, como afirma su autor, todos los conocimientos precisos para quienes con experiencia de televisión en blanco y negro deseen adquirir los conocimientos necesarios para dedicarse a la tarea de asistencia técnica a los receptores de televisión en color.

El texto se presenta en forma de enseñanza programada que conduce poco a poco a la asimilación de la teoría expuesta. Al final de cada capítulo se incluye un resumen del mismo.

Esta obra fue premiada en el segundo concurso "Cursos Técnicos Programados" convocados por Philips-Paraninfo y se ha publicado dentro de la Biblioteca Técnica Philips.

Índice:

1. Colorimetría.
2. Ideas de principio.
3. Fundamentos de la señal de TV color y sincronización.
4. Sección de señal.
5. Sección de sincronismo de color.
6. Sección de crominancia.
7. Cámara y tubo de imagen tricolor.
8. Descripción del receptor PAL-Telefunken. TV 709.
9. Descripción del receptor Copresa-Miniwatt B07.
10. Principios del sistema SECAM. Diferencias entre los sistemas NTSC, PAL y SECAM.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 8.- Sistema de altavoces para alta fidelidad.- Una sencilla máquina de sumar.- Diodos luminiscentes como indicadores de estado lógico en sistemas de las series 30 y 60.- Aplicaciones de radiofrecuencia de los transistores de efecto de campo en receptores de comunicación.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOC MOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Área de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 110².- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de lacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

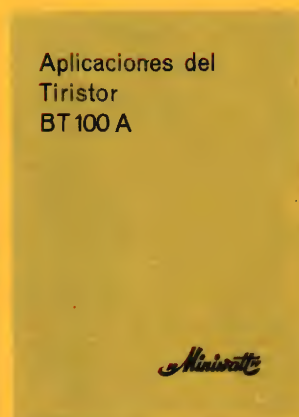
Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C.- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos.- Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.

APLICACIONES DEL TIRISTOR BT100A



Los tiristores de la serie BT100A, en cápsula de plástico, son especialmente indicados para aplicaciones de tipo doméstico y de baja potencia. Concebidos especialmente para el control de iluminación, de temperatura y de velocidad de pequeños motores, pueden ser utilizados en equipos alimentados por medio de la red a 125 y 220 voltios.

A fin de poner de manifiesto las numerosas y variadas posibilidades de estos tiristores, acabamos de publicar un manual de aplicaciones prácticas en el que se describen los siguientes dispositivos: 1. Encendido electrónico para automóvil. 2. Regulador de iluminación. 3. Control para pequeño motor. 4. Cebador electrónico para tubos fluorescentes. 5. Disparador para flash esclavo. 6. Encendedor de gas. 7. Cebador para lámpara de sodio de alta presión.

REVISTA *Miniwatts*

Vol. 14-Núm. 6

JUNIO 1975

30 Ptas.



NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabricación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del conmutador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

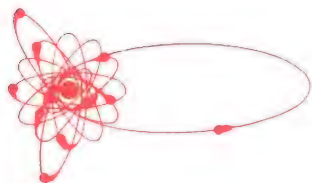
VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:

Compaginación:

Delineación:
M.^a CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPañÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

20



Algunos tipos de tubos indicadores para la visualización de símbolos y cifras numéricas en aparatos y equipos electrónicos de medida y control.

ÍNDICE

CIRCUITO DE DESMAGNETIZACION PARA TELEVISION EN COLOR CON EL TERMISTOR PTC-PS	203
SONDAS POR ECO CON PIEZOXIDO	207
TRIACS: CARACTERISTICAS Y VALORES LIMITE	217
GUIA 1975 DE EQUIVALENCIAS DE SEMI-CONDUCTORES (2. ^a Y ULTIMA PARTE)	223
BIBLIOGRAFIA	239

TABLA DE OPERACIONES LÓGICAS CON DOS VARIABLES

		variables		valores de las variables					
		X		0	0	1	1		
		Y		0	1	0	1		
símbolos	función lógica (conectiva proposicional)	expresiones	otras expresiones	tabla de la verdad				otros símbolos	otras denominaciones
	FUNCIÓN NULA	0		0	0	0	0		
\wedge	CONJUNCIÓN Y, AND (...y...)	$X \wedge Y$	$\bar{X} \vee \bar{Y}$	0	0	0	1	$\cdot \cap$	producto lógico intersección
\nrightarrow	NO IMPLICACIÓN (...pero no...)	$X \nrightarrow Y$	$\frac{X \wedge \bar{Y}}{\bar{X} \vee Y}$	0	0	1	0		inhibición exclusión
	AFIRMACIÓN	X		0	0	1	1		
\nleftarrow	NO INCLUSIÓN (no...pero...)	$X \nleftarrow Y$	$\frac{\bar{X} \wedge Y}{X \vee \bar{Y}}$	0	1	0	0		inhibición inversa exclusión
	AFIRMACIÓN	Y		0	1	0	1		
\oplus	NO EQUIVALENCIA (o...o...pero no ambos)	$X \oplus Y$	$\overline{X \leftrightarrow Y}$	0	1	1	0	\oplus	disyunción excluyente dilema O excluyente (exclusive OR)
\vee	DISYUNCIÓN O, OR (...o...)	$X \vee Y$	$\bar{X} \wedge \bar{Y}$	0	1	1	1	$+ \cup$	disyunción incluyente suma lógica reunión
∇	NO DISYUNCIÓN NO-O, NOR (ni... y ni...)	$X \nabla Y$	$\frac{\bar{X} \wedge \bar{Y}}{X \vee Y}$	1	0	0	0	\downarrow	negación conjunta exclusión NI
\leftrightarrow	EQUIVALENCIA (...si y sólo si...)	$X \leftrightarrow Y$	$\overline{X \nleftrightarrow Y}$	1	0	0	1	$\equiv \odot$	
\neg	NEGACIÓN (no...)	\bar{Y}		1	0	1	0	$\sim \neg$	complementación
\leftarrow	IMPLICACIÓN INVERSA (...si...)	$X \leftarrow Y$		1	0	1	1		
\neg	NEGACIÓN (no...)	\bar{X}		1	1	0	0	$\sim \neg$	complementación
\rightarrow	IMPLICACIÓN (si...entonces...)	$X \rightarrow Y$		1	1	0	1	$\supset \Rightarrow$	
\nA	NO CONJUNCIÓN NO-Y, NAND (no a la vez...y...)	$X \nA Y$	$\frac{\bar{X} \wedge \bar{Y}}{\bar{X} \vee \bar{Y}}$	1	1	1	0	/	incompatibilidad negación alternada ON
	FUNCIÓN UNIDAD	1		1	1	1	1		

CIRCUITO DE DESMAGNETIZACION PARA TELEVISION EN COLOR CON EL TERMISTOR PTC-PS

En este artículo se describe una simplificación del circuito de desmagnetización del tubo de imagen para televisión en color mediante el empleo de un resistor PTC doble.

El nuevo termistor doble de coeficiente positivo de temperatura, PTC-PS, elimina la necesidad del resistor en paralelo en el circuito de desmagnetización de un aparato de televisión en color:

- Por esto, el termistor PTC-PS proporciona una economía en comparación con el resistor normalmente empleado con ahorro de tiempo y dinero.
- El PTC-PS permitirá utilizar una placa de circuito impreso más pequeña, proporcionando de este modo ahorros de material y espacio.
- Eliminando el resistor, se mejora mucho la fiabilidad del circuito de desmagnetización, y no hay peligro de sobrecalentamiento si la bobina se desconecta.
- El termistor PTC-PS, puede usarse con 220 V y 240 V de alimentación de red, eliminando así la necesidad de disponer de dos tipos.
- No es necesario revisar el diseño para el uso del PTC-PS, ya que da las mismas corrientes impulsivas de entrada y residuales que los diseños existentes.

La función del doble termistor PTC en el circuito de desmagnetización consiste en reducir gradualmente la co-

rriente de pico inicial repentina de 5 A a una corriente de estado estable con pico menor que 2 mA. En el circuito convencional (fig. 1), el resistor PTC conectado a la red no consigue esto sin ayuda: un resistor, con disipación entre 4 W y 7 W, según sea el diseño, se coloca en paralelo con la bobina de desmagnetización para drenar una corriente residual de unos 10 mA.

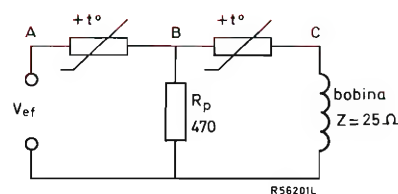


Figura 1. Circuito convencional de desmagnetización.
AB = PTC red.
BC = PTC serie.

El circuito de desmagnetización realizado con el PTC-PS (fig. 2), tiene un PTC conectado en paralelo entre los terminales de alimentación y un PTC en serie con la bobina. El PTC en serie, por sí sólo, no consigue la temperatura necesaria para reducir la corriente a 2 mA: se estabiliza a la temperatura T_S de la figura 3. El PTC

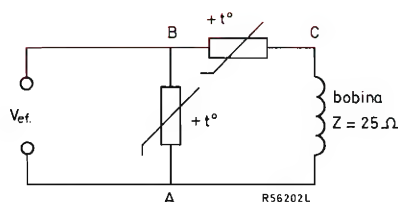


Figura 2. Nuevo circuito de desmagnetización.
AB = PTC paralelo.
BC = PTC serie.

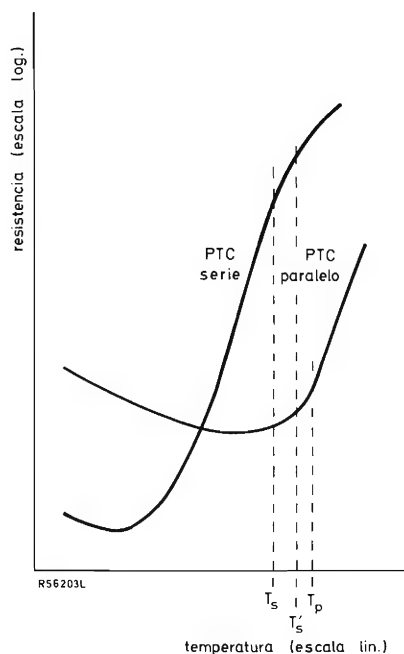


Figura 3. Características resistencia-temperatura de los dos termistores PTC, que muestran cómo el PTC en serie se calienta por el PTC en paralelo para estabilizarse a la temperatura T_S .

en paralelo se estabiliza a una temperatura más elevada, T_P . Colocando los dos termistores PTC en íntimo contacto térmico, el PTC en paralelo puede calentar el PTC en serie hasta la temperatura T_S' aumentando así su resistencia hasta el punto en el que la corriente a través de la bobina se limita a 2 mA.

Como se observa en los oscilogramas (fig. 4), la acción del circuito PTC-PS es algo más rápida que la del circuito convencional pero la pendiente de la envolvente es la misma. Las características resumidas del nuevo circuito presentan también unos valores similares. Los datos mecánicos se dan en la figura 5: la disposición de las patillas es adecuada para placa de circuito impreso normalizada.

Resumen de características:

Con 220 V de valor eficaz a la entrada del circuito de la figura 2:

corriente de pico inicial	5 A mín.
corriente de pico después de 5 s	70 mA máx.
corriente de pico después de 30 s	5 mA máx.
corriente de pico de estado estable después de 180 s	2 mA máx.

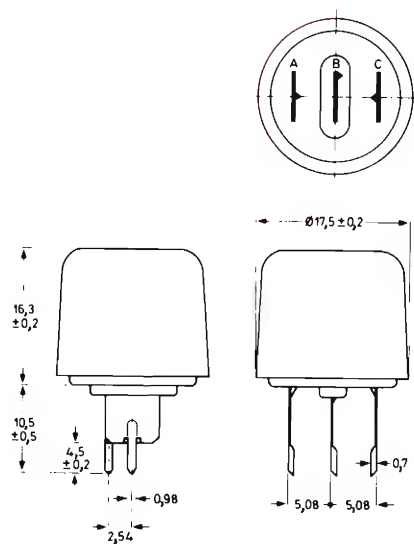


Figura 5. Datos mecánicos del termistor PTC-PS. Las patillas A y B se conectan a la alimentación de red: la bobina de desmagnetización se conecta entre las patillas A y C. Todas las dimensiones en mm.

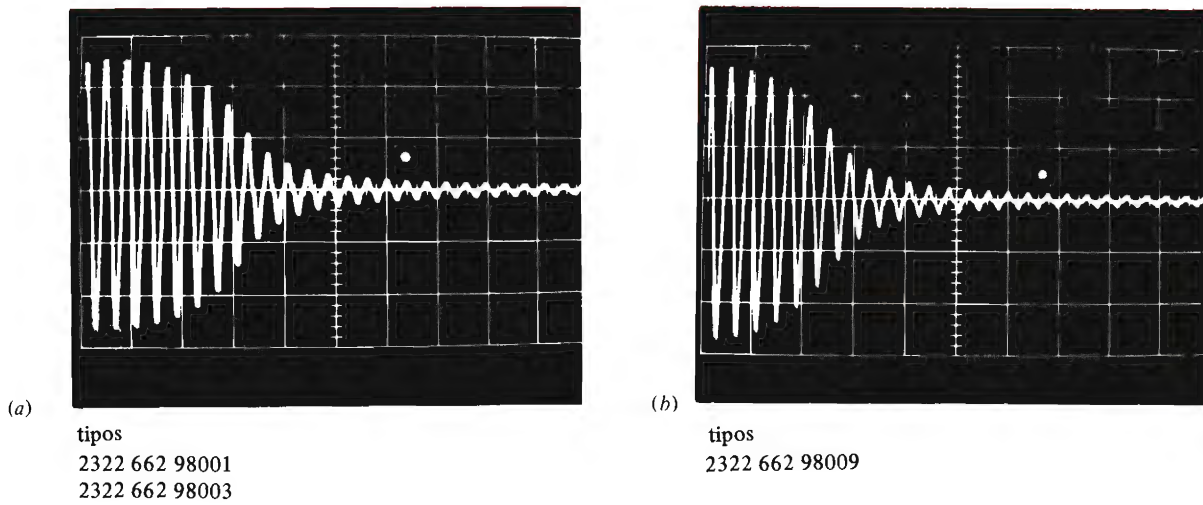
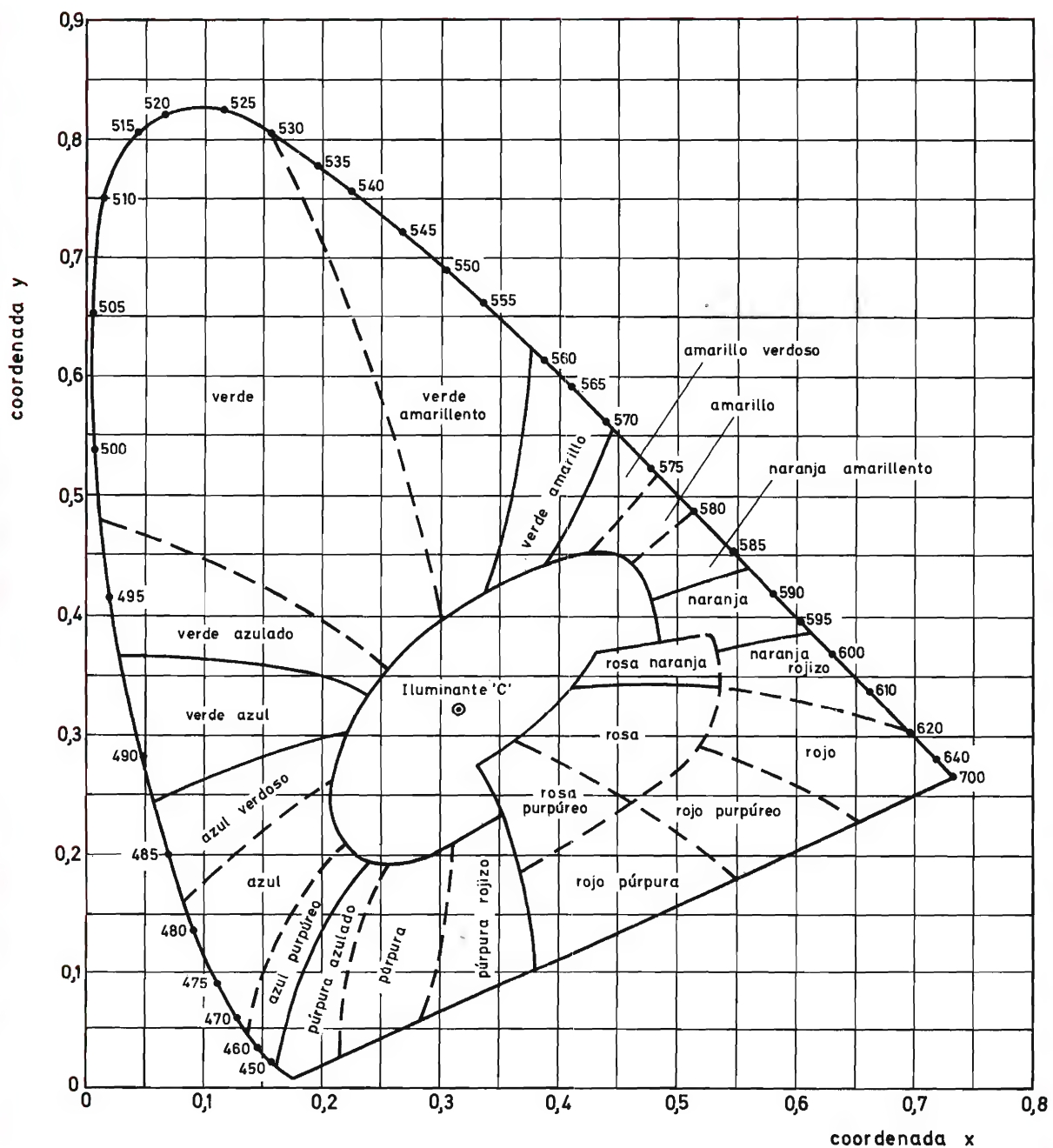


Figura 4. Comparación de los oscilogramas (a) del circuito convencional de la figura 1 y (b) del nuevo circuito de la figura 2. Los ajustes de desviación del osciloscopio son los mismos: $X = 2 \text{ A/división de escala}$. $Y = 0,05 \text{ s/división de escala}$. El nuevo circuito es algo más rápido, pero la envolvente es la misma que la del circuito convencional.



SONDAS POR ECO CON PIEZOXIDO

Se estudian en este artículo las características y la aplicación de los transductores piezoeléctricos en los equipos de sondeo por ultrasonidos, poniendo de manifiesto sus ventajas.

1. Introducción

Actualmente los pequeños navíos y barcos de todo tipo están provistos de un simple pero fiable equipo de sondeo por eco, principalmente para medir la profundidad del agua debajo de la quilla. Algunos equipos pueden utilizarse también para detectar la presencia de peces y, si el haz sonoro se emite oblicuamente, se pueden detectar los obstáculos submarinos tales como arrecifes y bancos de arena a tiempo para poder evitarlos.

El principio de la sonda por eco es muy simple.

Se transmite un impulso corto de ultrasonido vertical u oblicuamente hacia abajo para que sea reflejado por el fondo del mar, o por cualquier obstáculo, y el receptor recoge el eco. El intervalo de tiempo entre la emisión y la recepción de impulsos proporciona una medida de la distancia recorrida por el impulso ultrasónico y, si se ha dirigido directamente hacia abajo, es una medida de la profundidad del agua debajo del barco.

Por razones de economía normalmente se utiliza un sólo transductor para la transmisión y recepción (fig. 1), estas funciones se conmutan electrónicamente. Un indi-

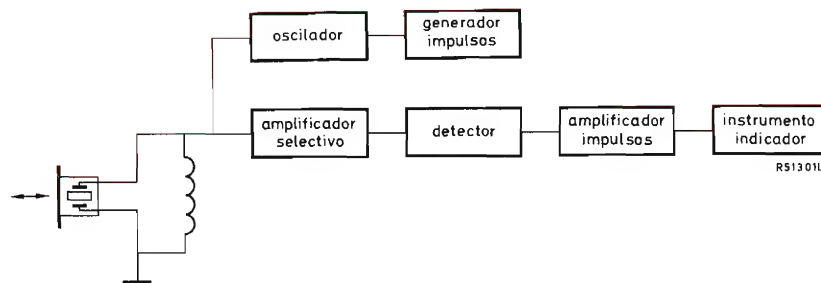


Figura 1. Diagrama de bloques de un equipo de sondeo por eco.

cador muy utilizado consta de una base de tiempos formada por una lámpara de neón en el extremo de un brazo rotativo que está sincronizando con el impulso transmisor. Responde a todos los ecos recibidos, indicando así la presencia de bancos de peces así como el fondo del mar. Esta instalación puede servir también como generador de impulsos. Otros equipos sólo evalúan el intervalo de tiempo hasta el primer eco fuerte, y la profundidad se indica numéricamente o en una escala graduada.

2. Características de los sistemas de sondeo por eco

Alcance máximo

Normalmente los sistemas de sondeo por eco sencillos utilizados en los barcos pequeños están diseñados para un alcance máximo de profundidad de unos 100 m. El alcance depende de los circuitos electrónicos empleados, de la salida de potencia del transductor y de la sensibilidad del receptor. También depende mucho del diseño del transductor.

Frecuencia de funcionamiento

Idealmente se quiere el transductor más pequeño posible en una sonda y esto sugiere una elevada frecuencia de funcionamiento. Las altas frecuencias son también más adecuadas para impulsos cortos, que tienen interés especial en aguas poco profundas, ya que tanto la medida de la distancia mínima como la resolución dependen de la duración del impulso ultrasónico. Por otra parte, la absorción del sonido en agua de mar aumenta mucho con la frecuencia, y por ello se ha de encontrar un término medio.

Para el equipo en cuestión (alcance máximo 100 m), la frecuencia óptima está entre 150 kHz y 200 kHz. La distancia mínima que se puede medir es de 30 cm; la resolución debe ser aproximadamente la mitad de esta cifra.

Ancho de banda

A medida que se acortan los impulsos ultrasónicos, el ancho de banda del transductor se ha de ampliar. No obstante, no debe ser demasiado ancha, de otro modo se perjudicaría a la selectividad y, consecuentemente, a la relación señal-ruido. El ancho de banda requerido a 3 dB es de 10 kHz a 15 kHz aproximadamente, lo que corresponde a un factor de calidad mecánica de $Q \approx 15$.

Característica direccional

La característica direccional del transductor tiene influencia sobre varios aspectos del rendimiento de la sonda. Se puede aumentar el alcance concentrando el ultrasonido en un haz más estrecho. A la vez, se pueden detectar objetos más pequeños con mayor facilidad. No obstante, tiene el inconveniente de que la intensidad del sonido reflejado que se recibe disminuirá más agudamente cuando el barco se escora, y la profundidad indicada por el instrumento aumentará debido al ángulo oblicuo del transductor. El transductor debe diseñarse de modo que sólo emita hacia abajo; de no ser así pueden haber ecos de interferencia del mismo barco o de la turbulencia de la superficie de la estela. La característica direccional debe presentar lóbulos laterales lo más pequeños posible; los lóbulos laterales grandes tienden a hacer que la directividad del haz principal no sea efectiva. Se recomienda un ancho de haz de 10° a 30° para 6 dB.

Se debe tener en cuenta que la anchura efectiva del haz del transductor se hace más pequeña si el transductor tiene la doble función de transmitir y recibir: una anchura de haz del transductor a 6 dB implica una anchura de haz a 12 dB para todo el sistema.

3. El transductor ultrasónico en sistemas de sondeo por eco

Existen varios tipos de transductores que pueden ser utilizados en sistemas de sondeo. Se recomiendan los transductores de vibración en flexión para aplicaciones de largo alcance, donde se emplean frecuencias por debajo de 50 kHz.

Las frecuencias más elevadas requeridas para el sondeo de mediano y corto alcance se podrían producir mediante cilindros largos vibrando en el modo axial 33. Las vibraciones de los extremos se parecen a los de un pistón y los armónicos están bien separados en frecuencia. No obstante, para el rango de frecuencias en cuestión, la zona de radiación de estos transductores es pequeña en comparación con la longitud de onda acústica. Esto hace que la característica direccional sea casi esférica. A pesar de que se puede superar este inconveniente montando varios transductores en fila para proporcionar un haz más estrecho, el conjunto resulta así pesado e incómodo. Alternativamente, podría utilizarse un disco cuyo diámetro sea grande en comparación con su grosor y excitarlo a vibrar en resonancia de espesor. Esto también proporcionaría un movimiento tipo pistón con una adecuada directividad y una buena separación de armónicos, pero para lograr una verdadera resonancia de espesor en esta gama de frecuencias, el diámetro del disco tendría que ser muy grande.

Se puede construir un transductor mucho más simple, más económico y más compacto, utilizando un disco cuyo espesor y diámetro sean comparables. Esto hace que la resonancia sea algo más compleja, ya que ahora existe acoplamiento entre las vibraciones en las direcciones radial y de espesor, y hay varias resonancias que se producen en la requerida gama de frecuencias. No obstante, una de éstas tiene cierto parecido a un verdadero modo de espesor y proporciona un buen haz dirigido. Para este transductor la relación espesor-diámetro más efectiva es de 0,4 aproximadamente. Esto proporciona una fuerte resonancia de "tipo espesor" razonablemente muy separada de las demás. La frecuencia de esta resonancia depende en gran medida del espesor del disco, pero la directividad depende de su diámetro, de la variación de amplitud de las vibraciones a través de su superficie y de la frecuencia de funcionamiento. El gráfico de la admitancia de la figura 2 muestra el caso de un transductor diseñado para satisfacer estos requisitos utilizando un disco de PXE41 con un diámetro de 31,75 mm y un espesor aproximado de 14,3 mm. La cuarta resonancia, con $f_s = 151$ kHz, es del "tipo de espesor" y es adecuada para su aplicación como transductor debido a que el factor de acoplamiento electromecánico es relativamente grande y la separación entre la tercera y quinta resonancia es muy adecuada. Además, la fuerte componente axial de la vibración proporciona un buen acoplamiento acústico al agua y estas dimensiones del disco proporcionan la característica direccional requerida.

El transductor ha de estar bien colocado para asegurar un funcionamiento satisfactorio de la sonda. La figura 3 muestra un prototipo. El disco de piezóxido está montado en un receptáculo cerrado con material plástico adecuado. Ya que el transductor ha de ser sensible sólo hacia adelante, sería conveniente que sólo la cara frontal

del disco de PXE estuviera acoplada al agua, aislando la otra cara y la pared cilíndrica del disco por aire. No obstante, se ha visto que tal diseño ocasiona una fuerza mecánica inadecuada y que, debido al poco amortiguamiento, la resonancia radial puede interferir con la resonancia de funcionamiento. En general, por tanto, sólo se aísla la parte posterior del disco de PXE, pero no su pared cilíndrica. Un medio aislante que se utiliza con frecuencia es la espuma de goma, que acústicamente equivale a una capa de aire.

La cara de radiación del transductor de PXE ha de estar protegida por una capa de interface. Se obtienen resultados óptimos si el espesor de la capa protectora es igual a $1/4 \lambda$, donde λ es la longitud de onda acústica en el medio de interface. La mejor adaptación acústica obtenida así aumenta considerablemente el ancho de banda. Para la mejor adaptación, el interface debería tener una impedancia acústica específica intermedia entre la del PXE y la del agua de mar. Muchos materiales sintéticos, tales como resinas epoxy y otros plásticos, están dentro de esta gama. En la mayoría de los materiales sintéticos la velocidad de propagación de sonido es de 2×10^3 m/s a 3×10^3 m/s aproximadamente. Para la requerida gama de frecuencias (de 150 kHz a 200 kHz), el espesor óptimo de la capa es de unos 3 mm.

Al seleccionar el compuesto plástico para el transductor (véase la figura 3), se deben tener presentes las siguientes propiedades:

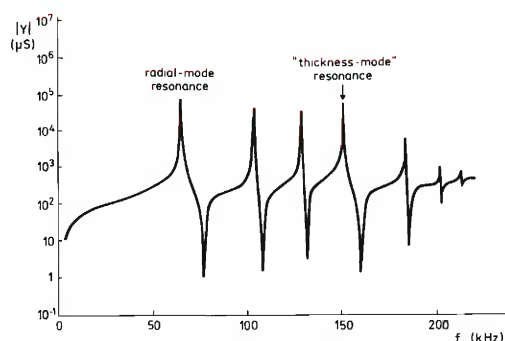


Figura 2. Admitancia Y de un resonador en el modo de espesor (disco PXE41 de 31,75 mm de diámetro, espesor aproximado de 14,3 mm) en función de la frecuencia.

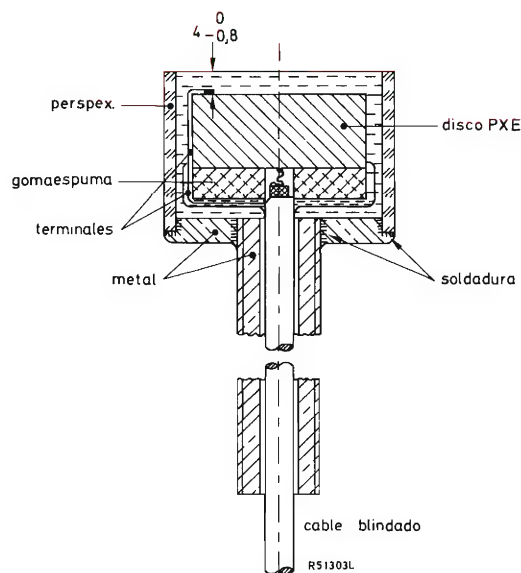


Figura 3. Transductor de piezóxido para un equipo de sondeo en su receptáculo (prototipo: dimensiones del disco de PXE: diámetro 31,75 mm, espesor 14,3 mm).

- poca absorción de sonido;
- adherencia y elasticidad (protección contra daños mecánicos);
- tolerancia de agua (de mar) y luz solar;
- superficie lisa para reducir el crecimiento de algas, y para facilitar su limpieza.

Se recomienda un material sintético para el receptáculo por razones acústicas y económicas; los receptáculos de metal tienen problemas de resonancia. No obstante, un receptáculo de latón podría ser mucho más fuerte que uno de material sintético.

4. Adaptación eléctrica

La impedancia total del transductor tiene un elevado contenido de capacidad, gran parte de la cual se debe al largo cable de conexión. Se obtiene una buena adaptación de carga y una mejorada anchura de banda mediante una sintonización inductiva.

El transductor está caracterizado por las siguientes magnitudes:

- frecuencia (normalmente la frecuencia resonante en serie f_s);
- inductancia en paralelo L_p (sintonización);
- impedancia del transductor sintonizado $|Z_s|$ a f_s ;
- ancho de banda a 6 dB;
- característica direccional.

Otros datos importantes son la duración mínima del impulso que se puede transmitir (que depende del ancho

de banda) y la sensibilidad, que es una función de los parámetros del transductor y la impedancia de terminación. La sensibilidad puede deducirse a partir de la respuesta del transductor a un impulso acústico totalmente reflejado en una distancia conocida.

Con estos datos se puede calcular el comportamiento del transductor con bastante exactitud. Para un alcance corto (< 10 m), la intensidad del eco depende casi totalmente de la distancia y del coeficiente de reflexión del fondo del mar. Para distancias mayores también se ha de tener presente la cantidad de ultrasonido absorbido por el agua. A 151 kHz ésta es de 0,05 dB/m aproximadamente, o 10 dB cuando se opera en una profundidad de agua (de mar) de 100 m (longitud total de recorrido 200 m).

5. Medidas en transductores para equipos de sondeo por eco

Impedancia y ancho de banda

Primero se ha de determinar la inductancia en paralelo compensadora L_p . Se puede hacer esto mediante el diagrama polar (fig. 4), o por las curvas frecuencia-admitancia o frecuencia-impedancia (fig. 5 y 6). Cuando se compensa bien, los lóbulos de resonancia en el diagrama polar deberían ser simétricos respecto al eje real, y la curva frecuencia-admitancia debería ser lo más simétrica posible respecto a f_s en la proximidad de la resonancia. Se determina el ancho de banda y la conductancia para f_s mediante nuevas mediciones.

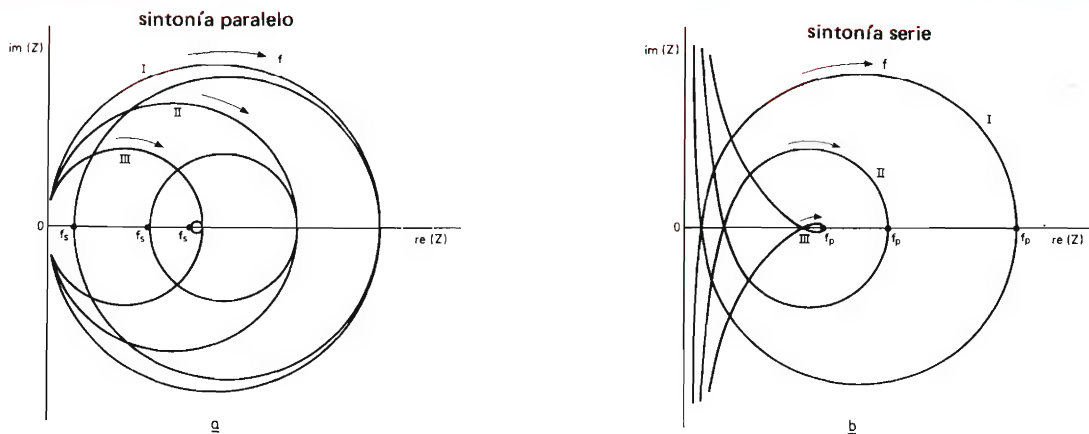


Figura 4. Diagramas polares de impedancia correspondientes a la figura 5.

Sensibilidad

Con una operación impulso-eco, se puede expresar la sensibilidad mediante la relación entre la tensión producida por el eco y la tensión aplicada para generar el ultrasonido. La figura 7 muestra un esquema para determinar tanto la sensibilidad como el comportamiento del impulso. La pared de reflexión debería estar situada en el campo extremo del transductor y la distancia entre

pared y transductor debería ser mayor que la longitud mínima de impulso que se puede obtener. (El campo extremo de un transductor es el campo de sonido o de ultrasonido a una distancia mayor que D^2/λ , donde D es el diámetro del transductor. Para un transductor con un diámetro de 32 mm trabajando en agua de mar a 151 kHz, sería de unos 10 cm). Todas las demás superficies de reflexión, incluyendo la superficie del agua, deberían estar suficientemente alejadas para evitar ecos

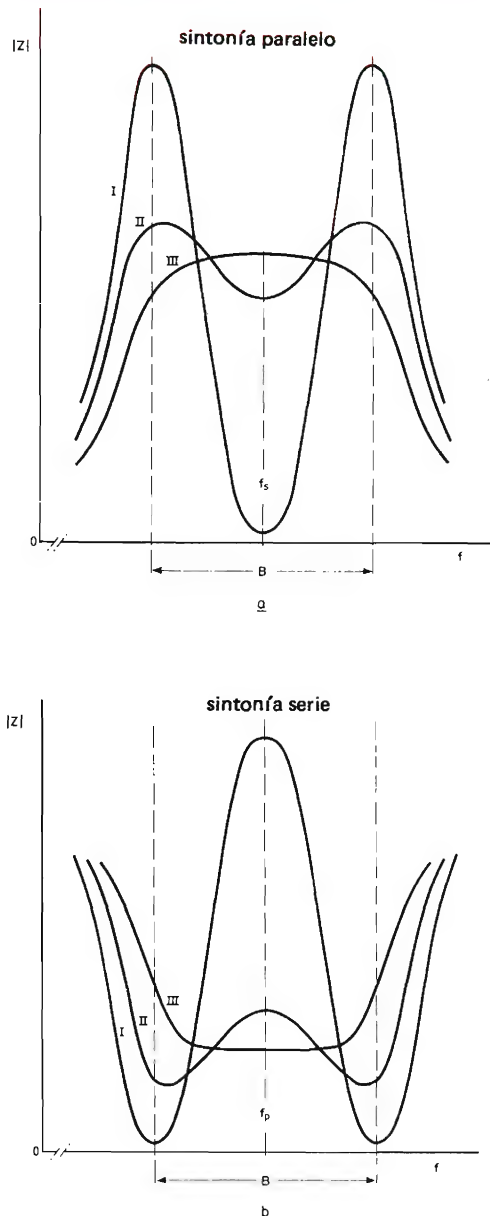


Figura 5. Impedancia en función de la frecuencia en sintonización en serie y en paralelo.

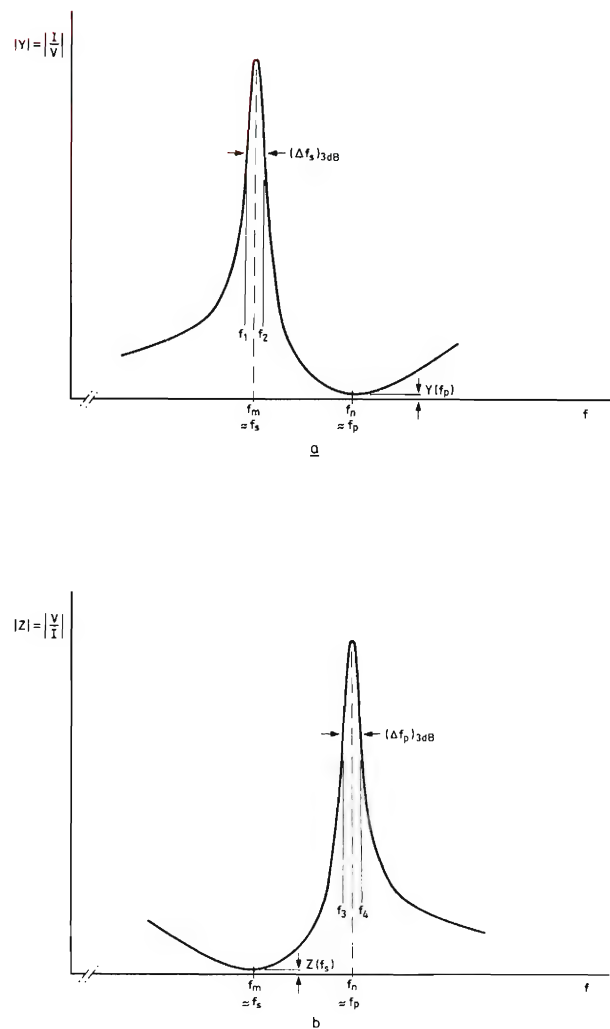


Figura 6. Admitancia (a) e impedancia (b) en función de la frecuencia. La frecuencia resonante en serie f_s es aproximadamente igual a la frecuencia mínima de impedancia f_m ; la frecuencia resonante en paralelo f_p es aproximadamente igual a la máxima frecuencia de impedancia f_n . Para frecuencias inferiores a f_m y superiores a f_n , el transductor se comporta capacitivamente; para frecuencias entre f_m y f_n se comporta inductivamente.

parásitos antes de que se reciba la señal reflejada principal. Así no habrá necesidad de utilizar una cámara anecoica.

Si se utilizan estas medidas para comparar distintos transductores, es mejor trabajar con adaptación de potencia ($R_p = |Z_s|$), aunque esto no se hace siempre en la práctica.

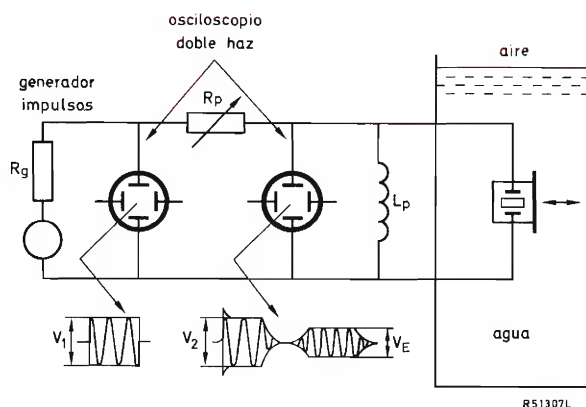


Figura 7. Diseño básico de un instrumento para medir la sensibilidad. Dejar que la caída de tensión a través de R_p sea $V_1 - V_2$ ($R_g \ll R_p$). Se ajusta la frecuencia para proporcionar el valor mínimo de V_2 y se selecciona el valor de R_p para que $V_2 = 0,5 V_1$. La relación V_E/V_2 es una medida de la sensibilidad. (V_E es la tensión del eco.)

Medida automática de la característica direccional

También se puede utilizar el esquema de la figura 7 para la medida de la directividad. El transductor se monta simplemente con un dispositivo de medida de ángulos, y se puede determinar directamente la anchura del haz a 3 dB en el modo de eco-impulso.

El equipo descrito a continuación produce una característica de directividad ultrasónica completa, y proporciona un medio especialmente fácil para medir y representar el campo ultrasónico producido por un transductor de sonda por eco. La figura 8 muestra el diagrama de bloques del equipo.

Un oscilador de puerta *A*, alimenta el transductor bajo prueba *B* con una salva corta de impulsos a su frecuencia de trabajo, la cual es registrada por el contador de frecuencias *C*. El oscilador es controlado por el selector automático de impulsos *D* que abre la puerta del oscilador, cuenta el número requerido de ciclos completos y después cierra la puerta. El retardo de tiempo antes de que se repita este proceso (la frecuencia de repetición)

también es ajustable; esto permite que se anulen todos los ecos antes de que se transmita otra salva de impulsos.

La onda de presión sonora generada por el transductor se detecta por un pequeño (diámetro de 3 mm) hidrófono piezoeléctrico *E* y se amplifica por un preamplificador *F*. Esta señal recibida junto con la salva de impulsos transmitida se visualiza en un osciloscopio de dos haces *G*, que también actúa como amplificador para aumentar la señal a un nivel adecuado para el cuantificador *H*. El cuantificador de cinco canales es una red en paralelo de cinco detectores de nivel. Cada uno está seguido por un flip-flop y un circuito sumador para proporcionar una salida proporcional al número de canales conectados. Se puede ajustar cada detector de nivel para que se dispare cuando el nivel de la señal alcance cierto valor. Los flip-flop señalan que se ha alcanzado (momentáneamente) este nivel, y no se vuelven a la posición inicial hasta la próxima salva de impulsos transmitida. Así, el cuantificador convierte la entrada analógica en uno de los cinco niveles discretos de la tensión de salida.

Se fija el hidrófono a un cursor montado en una grúa puente sobre el tanque de agua. Un motor eléctrico desplaza el cursor hacia adelante y hacia atrás mediante una transmisión de cadena. Una caja de engranajes de 4 velocidades y accionamiento intermitente avanza la grúa una corta distancia durante parte de cada ciclo. La aguja del trazador XY, *R*, sigue el recorrido en zig-zag del hidrófono mediante un potenciómetro de hilo de contacto deslizante *S* con un contacto deslizante acoplado al cursor (eje X) y un potenciómetro de 10 revoluciones *T* conectado a una de las ruedas de la grúa (eje Y). Un microconmutador en la caja de engranajes eleva la aguja durante el retroceso mientras la grúa se mueve.

La salida del cuantificador se superpone en el eje Y del trazador para proporcionar un desplazamiento vertical a la aguja igual al espaciamiento del eje Y cada vez que se excede un nivel de disparo del cuantificador. Esto da lugar al dibujo de contornos mostrado en la figura 9. Mediante el adecuado ajuste de los niveles de disparo del cuantificador, se pueden fijar estos contornos a 3 dB uno de otro. Así estas líneas representan los niveles de 6 dB para el transductor cuando actúa en su modo de transmisión/recepción.

6. Rendimiento de un transductor para sonda por eco

El transductor prototipo mostrado en la figura 3, está equipado con un disco de PXE41 que tiene un diámetro de 31,75 mm y una altura de 14,3 mm. Los datos técnicos del transductor completo son:

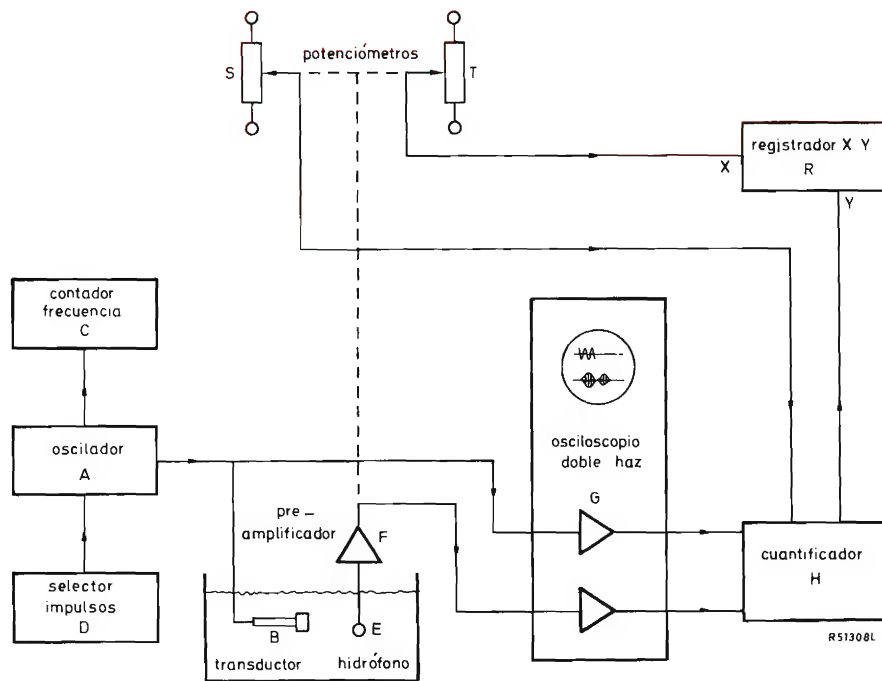


Figura 8. Diagrama de bloques de un instrumento para el registro automático de la característica direccional de un transductor ultrasónico.

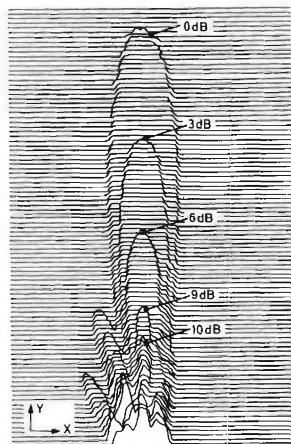


Figura 9. Característica direccional de un transductor obtenida con el equipo descrito.

- frecuencia de funcionamiento f_s 151 kHz
- capacidad del disco PXE (para 1 kHz) 640 pF
- inductancia de compensación L_p para sintonizar con la capacidad total del disco más el cable
- impedancia $|Z_s|$ para f_s (con L_p) 1,3 k Ω
- ancho de banda a 6 dB 15 kHz
- ancho de banda a 6 dB
 - característica normal $\approx 19^\circ$
 - operación pulso-eco $\approx 13^\circ$ } figura 10
- sensibilidad (distancia de reflexión = 27 cm) $V_E/V_2 = 0,07$ (fig. 7)
- duración mínima del pulso para las mismas condiciones $80 \mu s \cong 12 \text{ cm.}$

7. Circuitos transmisor y receptor para sistemas de sondeo por eco

Aparte del transductor transmisor-receptor, los sistemas de sondeo sencillos constan normalmente de tres partes principales:

- generador de impulsos y transmisor;
- receptor;
- dispositivo indicador.

Los siguientes apartados describen diseños típicos de las dos primeras partes, susceptibles de mejora y adaptación al dispositivo indicador. Puesto que existen muchos tipos de estos dispositivos, no se pueden discutir aquí con detalle. El diseño de los circuitos se basa en las siguientes condiciones:

- tensión de red 9 V
- potencia de impulsos ≈ 1 W
- sensibilidad del receptor $\approx 0,1$ mV
- banda de frecuencias 150 kHz a 180 kHz.

Si se cumplen estas condiciones, se pueden utilizar estos circuitos para sondeo con un alcance de 50 m.

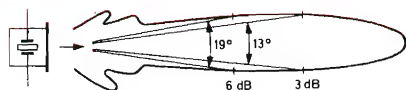


Figura 10. Característica direccional del transductor de la figura 3.

Transmisor

La figura 11 muestra el esquema de circuito del transmisor. Consta de un generador de impulsos, un oscilador y un amplificador de potencia. El generador de impulsos TR_1 - TR_2 es un multivibrador que suministra impulsos de unos 250 μ s con intervalos de unos 17 ms. Esto corresponde a una longitud de impulso de 40 cm en el agua y, según el intervalo de los impulsos, a un alcance máximo de unos 12 m.

Puesto que es difícil aumentar la relación de disparo por encima de 1:70, sólo pueden lograrse alcances mayores a expensas de intervalos más largos de los impulsos y, por consiguiente, impulsos más largos; el resultado es una resolución reducida. En este caso, se debe dar valores mayores a los resistores y condensadores del multivibrador.

Por estas razones, normalmente es mejor utilizar un método distinto para la generación de impulsos. Por ejemplo, se pueden generar los impulsos mediante un imán permanente montado sobre un brazo giratorio que se mueve en una bobina fija. Se monta una lámpara de neón en el mismo brazo y sirve como indicador que se enciende cada vez que el receptor detecta un impulso. Cuando esto ocurre, la posición de la lámpara de neón es una medida del retardo de los impulsos transmitidos

y recibidos y por tanto una medida de la distancia del objeto reflector.

También es posible generar el siguiente impulso transmitido inmediatamente después de recibirse un impulso de eco. La frecuencia de repetición es entonces una medida del alcance. En este caso se elimina el multivibrador y se requiere una tensión de unos 3 V en bornes de R_1 , o de 1,5 V en R_2 , para accionar el oscilador T_1 y TR_3 .

El oscilador está diseñado para funcionar a 160 kHz y se puede utilizar para una gama de frecuencias de 150 kHz a 180 kHz mediante ajuste de la inductancia. Se puede variar la banda de frecuencias alterando C_1 o T_1 .

La potencia de la etapa de salida es de 1 W a 1,5 W, si el transformador de salida T_2 está debidamente adaptado al transductor de sonido. Esta adaptación depende de la relación de transformación de T_2 y de la impedancia $|Z_s|$ del transductor. A la vez, el transformador proporciona la inductancia compensadora L_p , la cual está determinada aproximadamente por el número de espiras $N_{2,5-4}$. Los valores dados en la figura 11 están referidos a $|Z_s|$ para 1,3 k Ω y L_p para 0,8 mH. Se puede utilizar el mismo circuito junto con el transductor descrito en el apartado 6. Para otras necesidades los números de espiras de T_2 se calculan del siguiente modo:

$$N_{2,5-4} = 198 \sqrt{L_p} \quad (L_p \text{ en mH});$$

$$N_{2,6-3} = N_{2,5-4} \sqrt{20/|Z_s|} \quad (|Z_s| \text{ en } \Omega).$$

Se puede variar la inductancia de T_1 en $\pm 25\%$.

Receptor

La figura 12 muestra el esquema de circuito de un amplificador receptor que consta de dos etapas amplificadoras de alta frecuencia, TR_1 y TR_5 , de un detector D_3 , de una etapa amplificadora de impulsos TR_6 y de un circuito con el que la ganancia de la primera etapa puede variarse con el tiempo TR_2 - TR_3 - TR_4 .

Este control de ganancia que depende del tiempo es de especial importancia si el eco no se representa por un indicador analógico, tal como una lámpara giratoria, sino por un sistema medidor de intervalos de tiempo. Si no se toman otras precauciones, la sonda sería susceptible a ecos parásitos de las algas y de los bancos de peces. Estos ecos son relativamente débiles, pero se pueden parecer en intensidad, aunque no en retardo de tiempo, a los ecos de mayores profundidades. Con una ampliación que depende del tiempo, es más fácil separar y reconocer los distintos ecos.

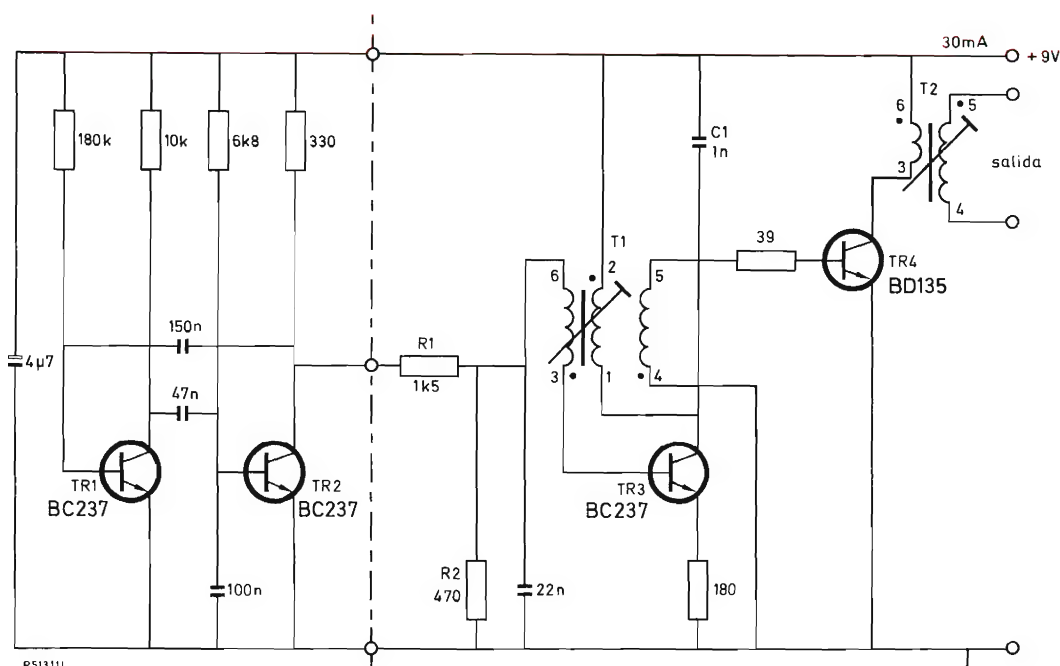


Figura 11. Transmisor para una sonda.

Transformador: dos conjuntos de bobinas Lilliput;
núcleo ferroxcube 3B 3122 104 91460;
ajustador ferroxcube 3B 4322 020 32250;
formita 4312 021 29670;

Devanados: $N_{1,3-6}$	30 espiras	} hilo de cobre esmaltado de 0,08 mm de diámetro
$N_{1,2-1}$	200 espiras	
$N_{1,4-5}$	70 espiras	
$N_{2,6-3}$	22 espiras	} hilo de cobre trenzado de 12 X 0,03 mm
$N_{2,5-4}$	177 espiras	

El control de ganancia funciona del siguiente modo. Un impulso positivo en la base de TR_4 , sincronizado con el impulso del transmisor, hace que C_2 se cargue y esto lleva a una reducción en la ganancia de la etapa TR_1 . Ahora se descarga el condensador C_2 y la ganancia aumenta de este modo hasta que se recibe el próximo impulso positivo, en cuyo momento se repite todo el proceso. Mediante un adecuado ajuste de R_3 , se puede hacer que la amplitud de los ecos recibidos en la salida sea más o menos independiente de la profundidad del agua, pero aún depende del coeficiente de reflexión. Esto ayuda a distinguir entre ecos del fondo del mar y ecos de objetos intermedios. Un impulso de disparo sincronizado con el impulso del transmisor se puede obtener del colector de TR_2 en el circuito de la figura 12. Si se dispone de un impulso negativo, se puede excitar directamente la base de TR_3 (en este caso no se necesitan TR_4 ni R_4). Después de ajustar la etapa, la sensibilidad máxima es de unos 0,1 mV en la entrada 1.

El circuito de control de ganancia no es absolutamen-

te necesario para una representación analógica: se puede separar el circuito de control (TR_2 - TR_3 - TR_4) en los tres puntos a indicados en la figura 12. Entonces se recomienda conectar un potenciómetro de 4,7 k Ω entre el emisor de TR_1 y R_2 - C_1 para el control de ganancia.

Se incluyen los diodos D_1 y D_2 para limitar la señal directa del transmisor, que aparece por supuesto en la entrada 1. Por lo tanto no es necesario conmutar el transductor electrónicamente entre transmisor y receptor. El potenciómetro R_6 sirve para ajustar la tensión umbral de TR_6 . Ambos circuitos LC están diseñados para 160 kHz (150 kHz a 180 kHz) y es posible sintonizar a otras frecuencias haciendo pequeños cambios (por ejemplo, otros valores de capacidad).

El ancho de banda de 6 dB del amplificador de alta frecuencia es de unos 20 kHz; por lo tanto sólo amplificará completamente impulsos de una duración de por lo menos 70 μ s. El circuito RC de R_5 - C_3 asegura que sólo los flancos anteriores de los impulsos que exceden de unos 150 μ s producirán una señal de salida.

TRIACS: CARACTERISTICAS Y VALORES LIMITE

Para aplicar correctamente los triacs y obtener el máximo rendimiento de los circuitos que los emplean, es preciso un buen conocimiento de las características y de los valores límite de funcionamiento.

Generalidades

En este artículo se describen las características y valores límite que requieren especial atención en lo que se refiere a triacs. Las características y valores límite se representan por medio de los símbolos dados en la tabla número 1.

Tabla 1. Código de designacion de las letras de los símbolos

<i>Símbolo magnitud</i>	<i>1.ª subíndice</i>	<i>2.ª subíndice</i>	<i>3.ª subíndice</i>
I = corriente	(BO) = valor de ruptura	(AV) = valor medio	M = valor de pico
P = potencia	D = estado de bloqueo (bloqueo directo)	D = valor que no disparará ningún dispositivo	(RMS) = valor eficaz
T = temperatura	F = estado de polarización directa (sólo para la puerta)	M = valor de pico	
V = tensión	G = puerta	R = valor repetitivo	
	H = valor de mantenimiento	(RMS) = valor eficaz	
	j = unión	S = valor no repetitivo (transitorio o accidental)	
	R = estado de polarización inversa (sólo para la puerta)	T = valor que disparará todos los dispositivos	
	stg = condición de almacenamiento (no operacional)	W = valor de trabajo (excluyendo transitorios repetitivos y no repetitivos)	
	T = estado de conducción		
	L = valor de cebado		

Características

Característica estática tensión/corriente

La figura 1 muestra la característica corriente/tensión y el símbolo del triac. El dispositivo tiene dos terminales principales; el terminal 1 junto al electrodo puerta, y el terminal 2 en el otro extremo del cristal. Trabaja en el cuadrante 1 cuando el terminal 2 tiene el potencial más alto, y trabaja en el cuadrante 3 cuando el terminal 1 tiene el mayor potencial. Nótese que sólo es posible que trabaje en los cuadrantes 1 y 3. El electrodo de puerta controla la conducción en ambos sentidos, y el disparo se produce con una señal de puerta de valor suficiente cualquiera que sea su polaridad.

La característica del triac es como la de dos tiristores en anti-paralelo. Sin una señal de puerta, el triac está bloqueado y una pequeña corriente —corriente de fugas— circula a través del dispositivo. Con una señal de puerta, la tensión del triac se anula (véase las características a trazos) y el cebado se produce tan pronto como la corriente del triac, circulando en cualquier sentido, sobrepasa el nivel de cebado I_{L1} o I_{L3} . (Los valores de la corriente de cebado que se encuentran en los cuadrantes 1 y 3 no son necesariamente iguales, dependen de la polaridad de la señal de puerta.) El triac se desceba cuando su corriente cae por debajo del nivel de mantenimiento I_{H1} o I_{H3} (más bajo que el nivel de cebado), esto es, la característica del estado de conducción termina en el

valor de la corriente de mantenimiento.

El triac puede también cebarse por una excesiva tensión entre sus terminales. Este fenómeno se llama *ruptura*. Las tensiones y corrientes para las que se produce la ruptura se representan en el gráfico por V_{BO1} , V_{BO3} e I_{BO1} , I_{BO3} , respectivamente.

Resistencia térmica

El valor $R_{th\ jmb}$ es la resistencia térmica entre la base de montaje y la unión, o resistencia térmica del triac. Dado que sólo la mitad del cristal del triac conduce en el caso de funcionamiento uni-direccional (rectificación controlada), el valor de la resistencia térmica es doble que en el caso de funcionamiento bidireccional (control de potencia de c.a.). Normalmente $R_{th\ jmb}$ se especifica tanto para funcionamiento unidireccional como para funcionamiento bidireccional.

El valor $Z_{th\ jmb}$ es la impedancia térmica entre base de montaje y unión. Esta característica es de importancia para cargas pulsantes (flujo intermitente de corriente de carga). La figura 2, muestra la impedancia térmica transitoria en función del tiempo. Para un impulso de potencia muy corto, $Z_{th\ jmb}$ es pequeña, y la temperatura de la unión del triac aumenta así considerablemente. Para un impulso largo, $Z_{th\ jmb}$ se aproxima al valor estático $R_{th\ jmb}$. Como en el caso de la resistencia térmica, la impedancia térmica transitoria para funcionamiento uni-

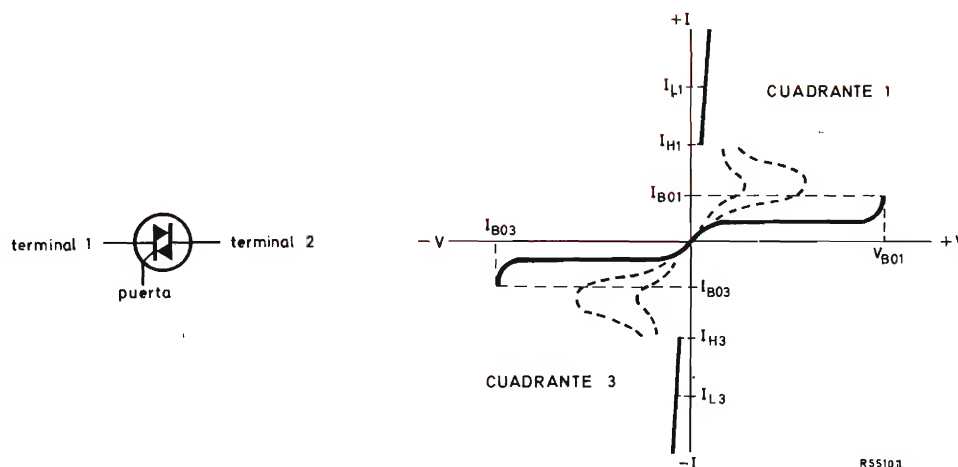


Figura 1. Característica estática corriente/tensión y símbolo del triac. Las curvas a trazos muestran la caída gradual de la tensión del triac como resultado de una excitación de puerta positiva o negativa.

$V_{BO1,3}$ = tensiones de ruptura
 $I_{BO1,3}$ = corrientes de ruptura

$I_{L1,3}$ = corrientes de cebado
 $I_{H1,3}$ = corrientes de mantenimiento.

direcciona es el doble de la de funcionamiento bidireccional.

Tensión

El valor dV_D/dt es la velocidad de subida de tensión (cualquier polaridad) entre extremos del triac no conductor. Cuando la velocidad de subida de tensión es elevada, puede producirse un cebado no controlado. Hay que distinguir entre dV_D/dt aplicada a un triac en reposo (que no conduce previamente) y a un triac descebado (que conduce previamente). La tensión en función rampa aplicada al dispositivo en estado de reposo hace que la capacidad de la unión se cargue con una corriente igual a $C_j(dV_D/dt)$. Si la corriente de carga es bastante alta, el triac se dispara a conducción. En un dispositivo descebado, quedan todavía portadores de carga no recombinados después de la conducción previa. Su número es elevado si la velocidad de caída de la corriente de conmutación es elevada, y así un pequeño valor de dV_D/dt puede inducir una elevada corriente en el triac. Para prevenir un cebado no controlado, la velocidad de caída de la corriente y la velocidad de subida de la tensión re aplicada deben permanecer por debajo de unos límites especificados. Debido a la presencia de portadores de carga, la máxima velocidad de subida de tensión sin disparo es menor para un dispositivo descebado que para un dispositivo en estado de reposo. Para el triac

BTW34 que tiene 125°C de temperatura de unión, la máxima velocidad de subida de tensión sin disparo en estado de reposo es de $200\text{ V}/\mu\text{s}$; la máxima velocidad de subida de tensión re-aplicada después del descebado sin disparo es de $30\text{ V}/\mu\text{s}$ para una velocidad de caída de corriente de 50 A/ms . El valor de dV_D/dt depende de la temperatura de la unión (véase figura 3).

V_{GT} y $-V_{GT}$ son las tensiones de puerta mínimas para disparo seguro de cualquier dispositivo de la serie V_{GT} .

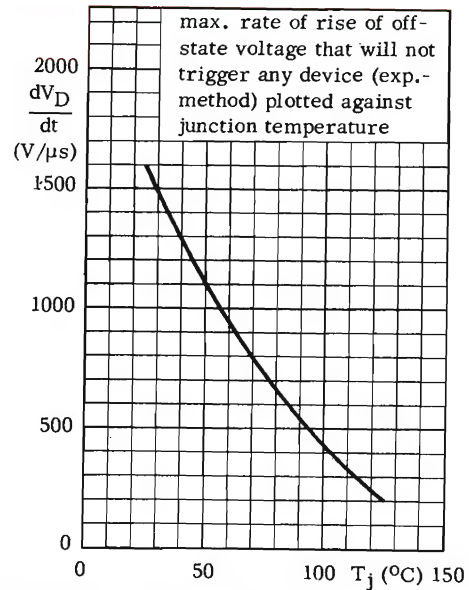


Figura 3. dV_D/dt del triac BTW34 en estado no conductor.

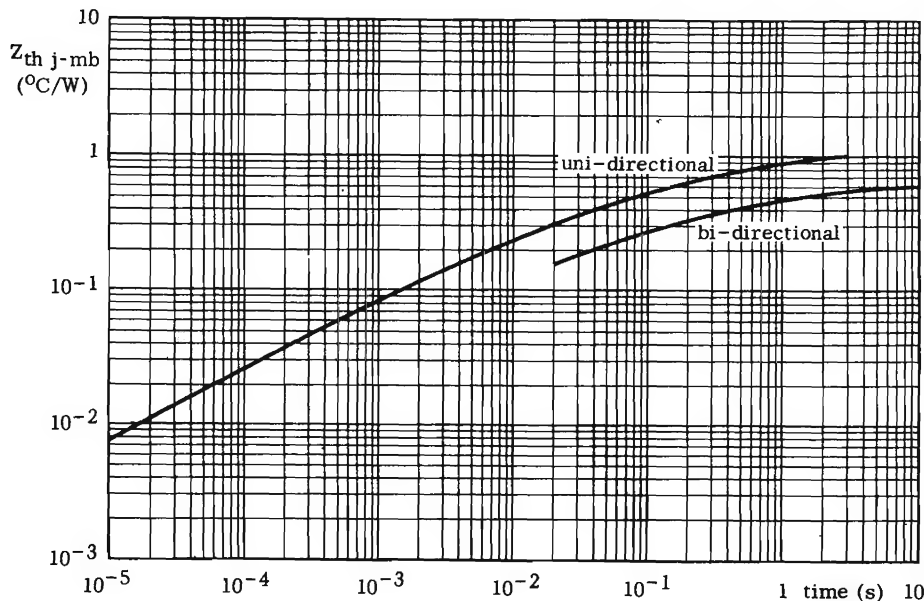


Figura 2. Impedancia térmica transitoria del triac BTW34.

Se refiere a la señal que hace que la puerta sea positiva con respecto al terminal 1 y $-V_{GT}$ se refiere a la señal que hace que la puerta sea negativa con respecto al terminal 1. Puesto que los valores de V_{GT} y $-V_{GT}$ aumentan cuando la temperatura de la unión disminuye, una temperatura de unión menor requiere un disparo más fuerte.

Corriente

I_L es la corriente de cebado, es decir, la mínima corriente que hará conducir al triac. La excitación de puerta debe mantenerse hasta que la corriente del triac ha alcanzado este nivel, de otro modo se produciría descebado. Se especifica la máxima corriente de cebado supuesta para una excitación de puerta, positiva y negativa y para el primer y el tercer cuadrante.

I_H es la corriente de mantenimiento. La conducción cesa si la corriente del triac cae por debajo de este nivel. La máxima corriente de mantenimiento supuesta (excitación de puerta positiva o negativa) se especifica para los cuadrantes primero y tercero.

I_{GT} , $-I_{GT}$ son las mínimas corrientes de puerta que dispararán de modo seguro cualquier dispositivo de la serie; I_{GT} se refiere a la corriente aplicada a la puerta, e $-I_{GT}$ a la corriente extraída de la puerta. Dado que los valores de I_{GT} y $-I_{GT}$ aumentan cuando la tempera-

tura de unión decrece, una menor temperatura de unión requiere un disparo más fuerte.

Disipación de potencia

La disipación de potencia es debida a la pérdida de tensión en estado de conducción, a las pérdidas en la puerta, a las fugas en el estado de bloqueo y a las pérdidas en la conmutación. La disipación de potencia es función del valor eficaz de la corriente en estado conductor y del ángulo de conducción. La figura 4 representa una curva de la disipación de potencia máxima esperada en función del valor eficaz de la corriente $I_T(RMS)$ (trabajo en c.a.). La disipación de potencia aumenta la temperatura de la unión; la sección de la derecha del gráfico se usa para calcular la resistencia térmica del radiador necesario para limitar la temperatura de la unión al valor nominal del 125°C (temperatura de la base del montaje referida a la de la unión).

Valores límite

Tensión

El triac no tiene valor límite de tensión inversa porque puede conducir con cualquier polaridad de tensión

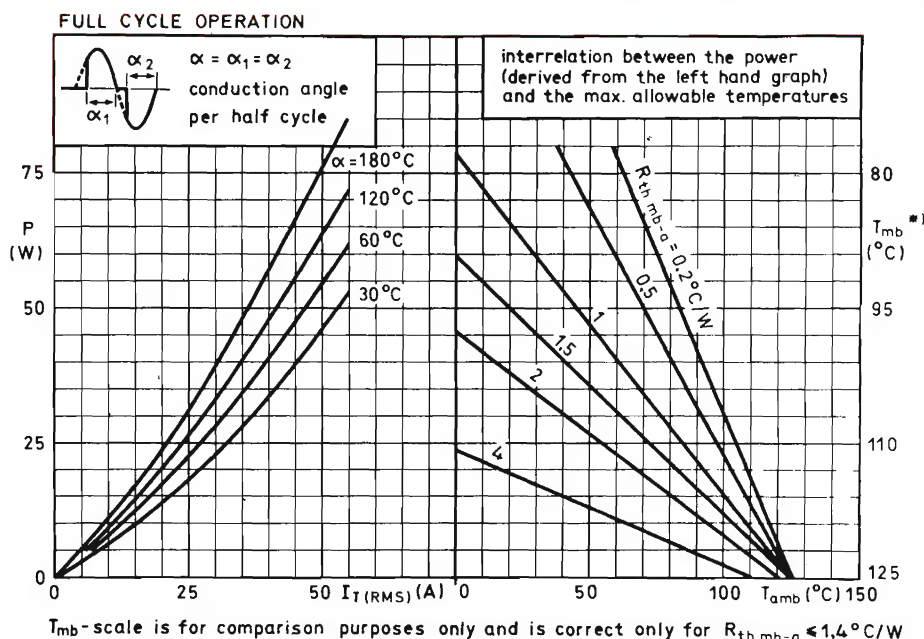


Figura 4. Disipación de potencia en el triac BTW34 para un ciclo completo a 50 Hz.

aplicada. Igual que los tiristores, los triacs se clasifican de acuerdo con su tensión límite de *pico repetitivo*.

Corriente

La corriente $I_{T(RMS)} \text{ máx.}$ (valor eficaz de la corriente en conducción) se refiere al valor eficaz de una corriente sinusoidal bajo carga continua. La figura 5 muestra el valor límite de la corriente intermitente de un triac BTW34 para la temperatura de la base de montaje T_{mb} igual a 45°C ó 85°C . La figura 6 da el valor límite de la corriente impulsiva inicial del BTW34, importante para una carga con motor o lámpara incandescente. La corriente impulsiva inicial debe estar por debajo de la curva representada. Por ejemplo, para 85°C de temperatura de la base de montaje, el primer ciclo del valor eficaz de la corriente puede llegar a 113 A, pero al final del quinto ciclo (0,1 s) debe haber descendido a 82 A. La corriente eficaz en estado conductor permitida dada por la curva es de 45 A, totalmente en concordancia con el valor límite de la corriente eficaz. La curva es válida para un dispositivo *enfriado* (temperatura de unión T_j igual a la temperatura de la base del montaje T_{mb}), es decir, la corriente no debe empezar a circular hasta unos segundos después de la conducción previa.

La corriente $I_{TMS \text{ max.}}$ (pico transitorio o pico repetitivo de corriente en estado conductor) se refiere al valor

de pico de una corriente de sobrecarga semi-sinusoidal o sinusoidal. La curva de la figura 7 muestra la corriente transitoria eficaz no repetitiva permitida integrada sobre una semi-sinusoide de corriente. Para un impulso transitorio de menos de 10 ms de duración (trabajando con red de 50 Hz), se supone que circula una sola semi-sinusoide de corriente que dura menos de medio ciclo. Para un impulso transitorio de duración entre 10 ms y 20 ms, se añade un semi-sinusoide opuesto de corriente que circula a través de la otra mitad del cristal del triac, pero la sobrecarga en el medio cristal que está ya en conducción no cambia; como consecuencia, esta parte de la curva de sobrecarga es horizontal. Para cualquier impulso transitorio de duración mayor que 10 ms, se suponen impulsos de corriente de igual amplitud. Debe observarse que puede producirse una pérdida temporal de control de potencia después de una sobrecarga. El valor límite no repetitivo es importante para la protección por medio de fusibles.

El valor $(dI_T/dt)_{\text{máx.}}$, se refiere a la velocidad de subida de la corriente en estado conductor. Debido a que la corriente se extiende o propaga con velocidad finita desde la superficie de la puerta a la sección de todo el cristal, se producirían puntos calientes si la velocidad de subida de la corriente fuese excesiva. La velocidad dI_T/dt límite se establece como protección contra este tipo de sobrecarga. La velocidad de propagación, y,

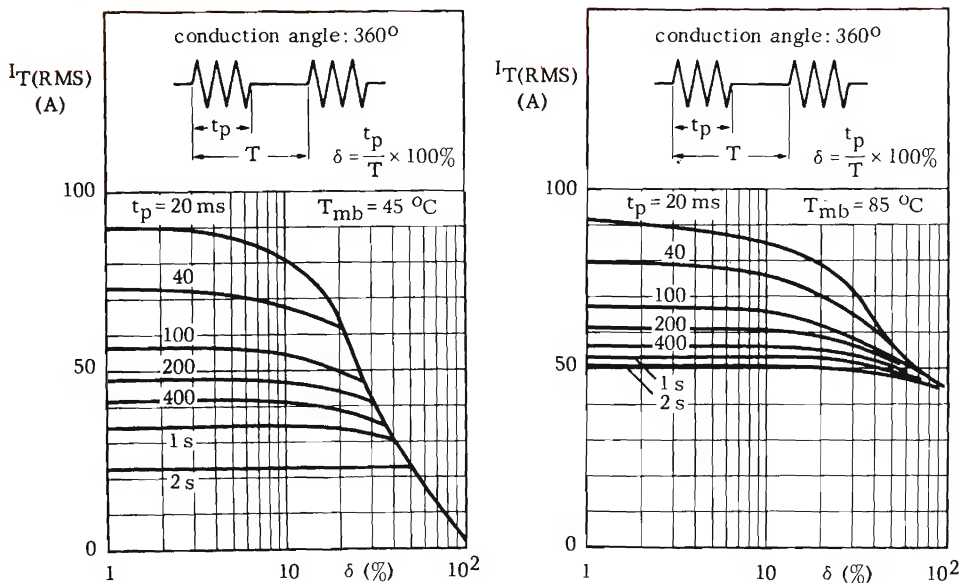


Figura 5. Valor límite de la corriente del triac BTW34 para carga intermitente.
 δ = ciclo de trabajo,
 t_p = período de conducción.

por tanto, la capacidad dI_T/dt , aumenta con la velocidad de aumento y el nivel de la corriente de puerta; el valor límite dI_T/dt se da para valores específicos de corriente de puerta I_G , corriente en estado conductor I_T y a menudo velocidad de aumento de la corriente de puerta. Si el dispositivo se ceba por ruptura, la velocidad permitida

dI_T/dt es generalmente menor.

Generalmente se necesitan choques en serie para reducir la velocidad de caída $-dI/dt$ de la corriente de conmutación a un valor que permita un descebado seguro; este valor es algo menor que el límite de cebado dI_T/dt .

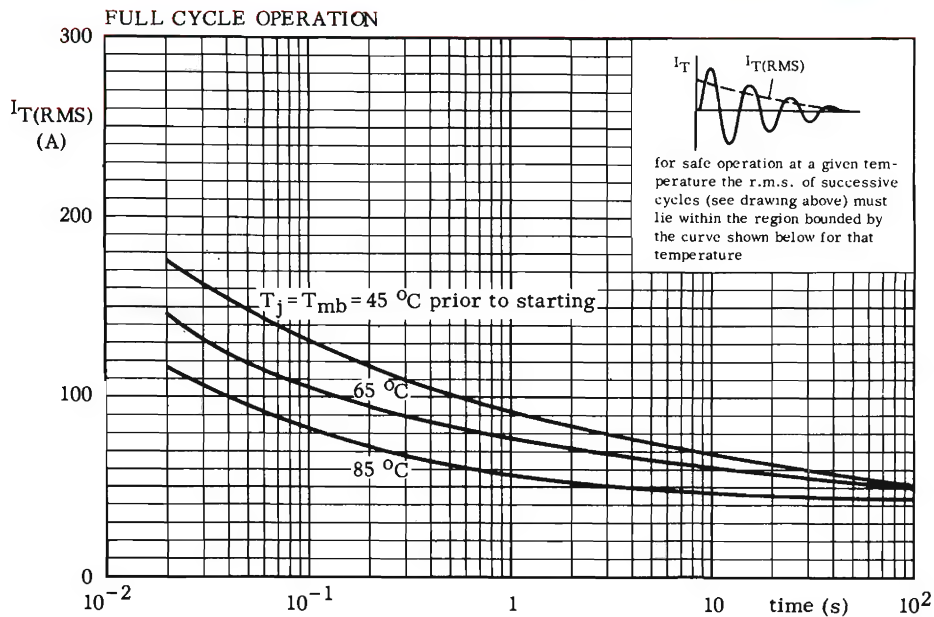


Figura 6. Valor límite de la corriente impulsiva inicial (arranque) de un triac BTW34 para un ciclo completo a 50 Hz.

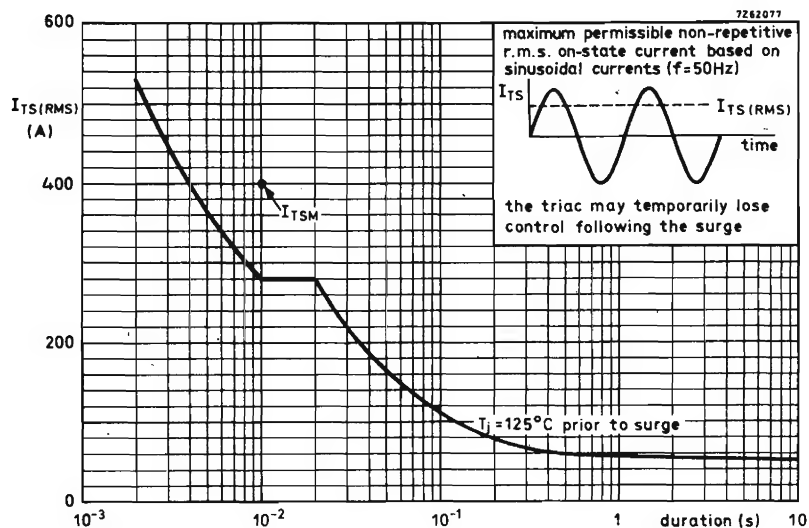


Figura 7. Valor límite de la corriente no repetitiva del BTW34, para operación sinusoidal a 50 Hz (sinusoides iguales para cualquier duración de sobrecarga). I_{TSM} = valor de pico permitido para una corriente semi-sinusoidal que dura 10 ms.

Tipo	Substituto	Tipo	Substituto	Tipo	Substituto	Tipo	Substituto
TIP117	BD262A	TR5015B	BTY79-500R	X6	BZX79-C6V2	Z12K	(BZX79-C12)
TIS25	(BFS21A)	TR6015B	BTY79-600R	XA101	(AF126)	Z15	(BZX79-C15)
TIS26	(BFS21)	TR8015B	BTY79-800R	XA102	(AF126)	Z15K	(BZX79-C15)
TIS27	(BFS21)	TRC44	AF126	XA111	(AF126)	Z18	(BZX79-18)
TIS34	(BFW10)	TRC45	AF127	XA112	AF126	Z18K	(BZX79-18)
TIS44	(BSX19)	TRC65	AC125	XA131	(AF239)	Z22	(BZX79-C22)
TIS47	2N2368	TRC66	AC126	XA141	(AF239)	Z22K	(BZX79-C22)
TIS48	2N2369	TRC70	AC125	XA142	(AF239)	ZA10	BZX61-C10
TIS49	2N2369A	TRC71	AC125	XA143	(AF239)	ZA68	BZX61-C68
TIS59	(BFW10)	TRC72	AC132	XA161	(AF239)	ZE1V5	(BZX75-C1V4)
TIS68	(BFS21A)	TRC76	ASY76	XA162	ASZ20	ZE2	(BZX79-C2V1)
TIS69	(BFS21A)	TRC77	ASY77	XA701	(ASY28)	ZE6V9	(BZX79-C6V8)
TIS70	(BFS21A)	TRC601	AC125	XA702	(ASY28)	ZE9V4	(BZX79-C9V1)
TIS73	(BFW11)	TRC602	AC125	XB102	(AC125)	ZE12V7	(BZX79-C13)
TJN1	AC125	TRS1604	(BSW68)	XB103	(AC125)	ZE17V2	(BZX79-C18)
TJN1B	AC125	TS1	BY126	XB104	(AC125)	ZE23V2	(BZX79-C24)
TJN2F	AC125	TS2	BY126	XB105	AC125	ZE31V	(BZX79-C30)
TJN2FB	AC125	TS4	BY126	XB112	(AC126)	ZF2,7	(BZX75-C2V8)
TJN2G	AC125	TS13	AC126	XB113	(AC125)	ZF3	BZX75-C2V8)
TJN2GB	AC125	TS14	AC126	XB121	ASY77	ZF3,3	BZY88-C3V3
TJN3	AC125	TS44	(AAC15)	XC101	(AC128)	ZF3,6	BZY88-C3V6
TJN4	AC125	TS162	AC126	XC131	(AC128)	ZF3,9	BZY88-C3V9
TIXM01	(AF239)	TS163 - 166	AC126	XC171	(AC128)	ZF4,3	BZY-C4V3
TIXM02	(AF139)	TS306	AC128	XC141	ASZ16	ZF4,7	BZX79-C4V7
TIXM03	(AF239)	TSW5010B	BTW23-600R	XC142	ASZ15	ZF5,1	BZX79-C5V1
TIXM04	(AF139)	TSW5020B	BTW23-600R	XU604	BY127	ZF5,6	BZX79-C5V6
TIXM05 - 08	(AF239)	TSW5030B	BTW23-600R			ZF6,2	BZX79-C6V2
TIXM10	(AF239)	TSW5040B	BTW23-600R	WX1	OA95	ZF6,8	BZX79-C6V8
TIXM11	(AF239)	TSW5050B	BTW23-600R			ZF7,5	BZX79-C7V5
TIXM18	(AF239)	TSW5060B	BTW23-600R			ZF8,2	BZX79-C8V2
TIXM19	(AF239)	TSW7010B	BTW23-600R	Y363	AC125	ZF9,1	BZX79-C9V1
TK40	AC128	TSW7020B	BTW23-600R	Y482	AF127	ZF10	BZX79-C10
TK40C	(ASY27)	TSW7030B	BTW23-600R	Y483	AF127	ZF11	BZX79-C11
TK41	AC128	TSW7040B	BTW23-600R	Y485	AF127	ZF12	BZX79-C12
TK45C	(ASY27)	TSW7050B	BTW23-600R	Y633	AC132	ZF13	BZX79-C13
TKF80	BY127	TSW7060B	BTW23-600R	Z2A51F	BZY96-C5V1	ZF15	BZX79-C15
TM56	(BY126)	TZ582	BC327	Z2A56F	BZY96-C5V6	ZF16	BZX79-C16
TM62	(BY127)			Z2A62F	BZY96-C6V2	ZF18	BZX79-C18
TM86	(BY127)			Z2A82F	BZY96-C8V2	ZF20	BZX79/20
TN53	2N2219A			Z2A75F	BZY96-C7V5	ZF22	BZX79/22
TN56	2N2222	UC734	BSV81	Z3	(BZY88-C3V6)	ZF24	BZX79/24
TN61	(2N2219)	UT227	BY127	Z3K	(BXY88-C4V3)	ZF27	BZX79/27
TP504	BTY79-400R	UTR2310	(BYX71-350)	Z4	(BZX79-C4C7)	ZF30	BZX79/30
TP1004	BTY79-400R	UTR2340	(BYX71-600)	Z4K	(BZX79-C4V7)	ZF33	BZX79-C33
TP1006	BTY79-400R	UTR3320	(BYX50-200)	Z4B20	BZX61-C20	ZG3,3	BZY88-C3V3
TP2004	BTY79-400R	UTX220	(BYX50-200)	Z4XL18B	BZX61-C18	ZG3,9	BZY88-C3V9
TP2006	BTY79-400R	UTX4120	(BYX50-200)	Z5	(BZX79-C5V6)	ZG4,7	BZX79-C4V7
TP3004	BTY79-400R			Z5K	(BZX79-C5V6)	ZG5,6	BZX79-C5V6
TP3006	BTY79-400R			Z6	(BZX79-C6V2)	ZG6,8	BZX79-C6V8
TP4006	BTY79-400R			Z6K	(BZX79-C6V2)	ZG8,2	BZX79-C8V2
TP5006	BTY79-500R	V10/15	(AC125)	Z6,2	BZX79-C6V2	ZG10	BZX79-C10
TP6006	BTY79-600R	V10/30	(AC125)	Z6,8	BZX79-C6V8	ZG12	BZX79-C12
TP8006	BTY79-800R	V10/50	(AC125)	Z7	(BZX79-C7V5)	ZG15	BZX79-C15
TR45	AC128	VD11	OA90	Z7K	(BZX79-C7V5)	ZG18	BZX79-C18
TR761	AF124	VD12	OA90	Z8	(BZX79-C8V2)	ZG22	BZX79-C22
TR802	AF127	VD13	OA90	Z8K	(BZX79-C8V2)	ZG27	BZX79-C27
TR1015B	BTY79-400R			Z9,1	(BZX79-C9V1)	ZG509	BC127
TR2015B	BTY79-400R			Z10	(BZX79-C10)	ZJ13	AC132
TR3015B	BTY79-400R			Z11	(BZX79-C11)	ZL3,9	(BZY88-C3V9)
TR4015B	BTY79-400R			Z12	(BZX79-C12)	ZL4,7	(BZY96-C4V7)

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
ZL5	(BZY96-C5V6)	ZS10	AA119	ZX75	(BZY95-C75)	1N92	BY126
ZL5, 6	(BZY96-C5V6)	ZS12	BZX79-C12	003H03	AC132	1N93	BY126
ZL6 y 6, 8	(BZY96-C6V8)	ZS22A	BZX61-C22	012H01	AF127	1N95 - 100	OA95
ZL7	(BZY96-C7V5)	ZS40	AA119	0100	BAX12	1N105	OA90
ZL8	(BZY96-C8V2)	ZS41	BAW62	0101 y 0111	BAX16	1N111 - 118	OA95
ZL8,2	(BZX61-C8V2)	ZS47	BZX79-C47	0307	BY127	1N119	1N4148
ZL10	(BZX61-10)	ZS91	BAX16	0327	(BY127)	1N120	1N4148
ZL12	(BZX61-12)	ZS141	BAW62	0500	(BAX18)	1N126(A)	OA95
ZL15	(BZX61-15)	ZS142	BAW62	0501	(BAX16)	1N127(A)	OA95
ZL18	(BZX61-18)	ZT20	BZX61-C20	0502	(BA145)	1N128(A)	OA95
ZL22	(BZX61-22)	ZT22	BZX61-C22	0504	(BYX10)	1N132	AA119
ZL27	(BZX61-27)	ZT24	BFY50	0507	(BYX10)	1N135	OA95
ZL33	(BZX61-33)	ZT40	(BC108)	1G27	OA95	1N137	BAX16
ZL39	(BZX61-39)	ZT41	(BC108)	1G86	OA95	1N138A	BAX16
ZL47	(BZX61-47)	ZT44	2N930	1G91	OA90	1N138B	BAX16
ZL56	(BZX61-56)	ZT80	2N2218	1G92	OA90	1N141	OA95
ZL68	(BZX61-C68)	ZT114	2N3553	1G95	AA119	1N142	OA95
ZM4,7	(BZY96-C4V7)	ZT204	BFY50	1HT180	(BY179)	1N153	BY127
ZM5,6	(BZX79-C5V6)	ZT706	(BSX19)	1HY100	(BY127)	1N175	OA95
ZM6,8	(BZX79-C6V8)	ZT1613	2N1613	1N23D	BAW95D	1N191	1N4148
ZM8,2	BZX61-C8V2	ZT1700	BFY50	1N23E	BAW95E	1N192	1N4148
ZM10	BZX61-C10	ZT1701	2N3055	1N23F	BAW95F	1N194A	BA100
ZM12	BZX61-C12	ZT2708	BF183	1N23WE	BAW95E	1N198	OA95
ZM15	BZX61-C15	ZTX300	BFY52	1N27	OA95	1N200 - 211	BAX16
ZM18	BZX61-C18	ZTX301	(2N2222)	1N28A	OA95	1N215	BAX16
ZM22	BZX61-C22	ZTX302	BFY52	1N30	OA95	1N216	BAX16
ZM27	BZX61-C27	ZTX310	(BSX19)	1N32A	OA95	1N220	BA145
ZM33	BZX61-C33	ZTX312	(BSX20)	1N34	OA95	1N225	BZX-C9V1
ZM39	BZX61-C39	ZTX314	(2N2369)	1N35	AA119	1N248A	BYX52-600
ZM47	BZX61-C47	ZTX320	(2N918)	1N36	AA119	1N248B	BYX52-600
ZM56	BZX61-C56	ZTX331	(2N929)	1N38	OA95	1N249A	BYX42-300
ZM68	BZX61-C68	ZTX500	BC328	1N39A	OA95	1N249B	BYX52-600
ZP2,7	BZX75-C2V8	ZTX501	(2N2905A)	1N40	AA119	1N250A	BYX52-600
ZP3	BZX75-C2V8	ZTX510	(2N2894)	1N42	OA95	1N250B	BYX52-600
ZP3,3	BZY88-C3V3	ZX5,6	(BZX79-C5V6)	1N43	OA95	1N251	BAX16
ZP3,6	BZY88-C3V6	ZX6,2	(BZX79-C6V2)	1N44	OA95	1N252	BAX16
ZP3,9	BZY88-C3V9	ZX7,5	(BZX79-C7V5)	1N42 - 45	OA95	1N253	BY126
ZP4,3	BZY88-C4V3	ZX8,2	(BZX79-C8V2)	1N46	1N4148	1N254	BY126
ZP4,7	BZY88-C4V7	ZX9,1	(BZX79-C9V1)	1N47 - 52	OA95	1N255	BY126
ZP5,6	BZX79-C5V6	ZX10	(BZX79-C10)	1N54	OA95	1N256	BY127
ZP6,2	BZX79-C6V2	ZX11	(BZX79-C11)	1N56	OA95	1N263	AA119
ZP6,8	BZX79-C6V8	ZX12	(BZX79-C12)	1N57	OA95	1N265	OA95
ZP7,5	BZX79-C7V5	ZX13	(BZX79-C13)	1N58	OA95	1N266	OA95
ZP8,2	BZX79-C8V2	ZX15	(BZX79-C15)	1N60	AA119	1N267	AA119
ZP9,1	BZX79-C9V1	ZX16	(BZX79-C16)	1N61	OA95	1N270	OA95
ZP10	BZX79-C10	ZX18	(BZX79-C18)	1N62	OA95	1N276	AAZ15
ZP11	BZX79-C11	ZX20	(BZX79-C20)	1N63	OA95	1N277	AAZ15
ZP12	BZX79-C12	ZX22	(BZX79-C22)	1N64	AA119	1N279	AAZ15
ZP13	BZX79-C13	ZX24	(BZX79-C24)	1N65 - 71	OA95	1N281	AAZ15
ZP15	BZX79-C15	ZX27	(BZX79-C27)	1N74	OA95	1N283	AAZ18
ZP16	BZX79-C16	ZX30	(BZX79-C30)	1N75	OA95	1N290	OA95
ZP18	BZX79-C18	ZX33	(BZX79-C33)	1N81	OA95	1N292	BAV10
ZP20	BZX79-C20	ZX36	(BZX79-C36)	1N82	OA95	1N294	OA95
ZP22	BZX79-C22	ZX39	(BZX79-C39)	1N84	OA95	1N295(A)	AA119
ZP24	BZX79-C24	ZX43	(BZX79-C43)	1N86	OA95	1N297	OA95
ZP27	BZX79-C27	ZX47	(BZX79-C47)	1N87	AA119	1N298	OA95
ZP30	BZX79-C30	ZX51	(BZX79-C51)	1N88	OA95	1N300A	(BAX16)
ZP33	BZX79-C33	ZX56	(BZX79-C56)	1N89	OA95	1N301	BA100
ZR12	(BYX71-600)	ZX62	(BZY95-C62)	1N90	OA95	1N303	BAX16
ZS8	BAW62	ZX68	(BZY95-C68)	1N91	BY126	1N310	BYX36-150

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
1N313	OA95	1N625	BAX13	1N1103	BY127	1N3067	BAX13
1N314	AAZ15	1N636	OA95	1N1115 - 1120	BYX38 serie	1N3068	BAX13
1N319	AA119	1N643	(BAX16)	1N1124	BYX48-300	1N3069	BAV10
1N330	BAX16	1N645	BY126	1N1128	BYX48-900	1N3070	(BAX16)
1N332	BY126	1N646	BY126	1N1169	BY127	1N3071	BAX17
1N333	BY126	1N647	BY126	1N1191A	BYX52-300	1N3121	AAZ17
1N338 - 349	BY126	1N648	BY127	1N1194A	BYX38-300	1N3122	AAZ18
1N350	(BA100)	1N649	BY127	1N1195A -		1N3147	BAW62
1N351	(BAX16)	1N658	(BAX16)	1198A	BYX25 serie	1N3182	(BA102)
1N352	(BA148)	1N659	BAX16	1N1202A	BYX40-600	1N3189 - 3196	BY126
1N355	OA95	1N660	BAX16	1N1206A	BYX42-600	1N3210	BYX25-800
1N380	BA100	1N661(A)	BAX17	1N1217	(BYX38-300)	1N3221	BY127
1N385	(BAX16)	1N662	BAX16	1N1255	BY127	1N3242	BY127
1N386	(BAX16)	1N663	BAX16	1N1259	BY127	1N3254	BY126
1N415D	BAW95D	1N673	BY127	1N1342	BYX38-300	1N3271	BY127
1N415E	BAW95E	1N676	BAX16	1N1343A	BYX48-300	1N3279	BY127
1N415F	BAW95F	1N678	BAV21	1N1348	BYX42-600	1N3282	(BYX10)
1N424	(BAX16)	1N683	BY126	1N1443	BYX38-1200	1N3283	(BYX10)
1N429	BZX79-C6V2	1N687	BY127	1N1486	BY127	1N3291 - 3295	BYX32 serie
1N432	(BAX16)	1N695	AAZ15	1N1492	BY127	1N3309 - 3337	BYZ91 serie
1N433	(BAX16)	1N696	BAW62	1N1520	BZZ14	1N3483	BAV10
1N434	(BAX16)	1N697	BAX12	1N1521	BZX61-C6V8	1N3484	AAZ15
1N441 - 445	BY126	1N698	BAX13	1N1523	BZX61-C10	1N3547	BY126
1N448	OA95	1N702	BZX75-C2V8	1N1581 - 1587	BZX61 serie	1N3574	BYX38-900R
1N456A	(BAW62)	1N703	BZY88-C3V6	1N1612 - 1615	BZX61 serie	1N3575	BAX18
1N457	(BAX16)	1N704	BZY88-C4V3	1N1621	BYX42-300	1N3592	AAZ18
1N457M	BA100	1N706 - 735	BZX79 serie	1N1624	BYX42-600	1N3593	BAX16
1N458	(BAX16)	1N746	BZY88-C3V3	1N1649	BY126	1N3595	(BAX15)
1N459	(BAX17)	1N747	BZX75-C3V6	1N1671	BY126	1N3600	(BAX12)
1N460	(BA216)	1N748	BZY88-C3V9	1N1692 - 1696	BY126	1N3604	BAV10
1N461 - 464	BAX16	1N749	BZY88-C4V3	1N1697	BY127	1N3605	(BAV10)
1N468	BZY88-C4V3	1N750 - 767	BZX79 serie	1N1763	BY126	1N3640	BY126
1N470	BZY79-C6V8	1N769	BZX79-C22	1N1816(A)		1N3641	BY127
1N476 - 480	OA95	1N781(A)	AA119	1834(A)	BZY93 serie	1N3671	BYX42-1200
1N482	(BAX16)	1N789(M)	BA100	1N2035 - 2038	BZX61 serie	1N3673A	BYX25-1000
1N483	(BAX16)	1N790(M)	BA100	1N2069(A)	(BY126)	1N3754	(BAX17)
1N484	BAX16	1N811	BAX16	1N2070(A)	(BY127)	1N3756	BY126
1N485	(BAX17)	1N813M	BAX16	1N2071(A)	(BY127)	1N3769	OA95
1N486(A)	BA148	1N837A	BAX16	1N2158	BYX25-800	1N3785 - 3790	(BZX61 serie)
1N487(A)	BA148	1N846	BAV10	1N2160	BYX52-1200	1N3808	BZY95-C62
1N488(A)	BA148	1N854	BY127	1N2222	BY127	1N3809	BZY95-C68
1N501	AAZ15	1N900	BA219	1N2482	(BY126)	1N3810	BZY95-C75
1N520	(BA216)	1N903A	1N4150	1N2483	BY126	1N3880(R) -	
1N527	AA119	1N904	(BAV10)	1N2484	BY127	3883(R)	BYX50 . . . (R) serie
1N536	BY126	1N915	(BAV10)	1N2505	BY126	1N3890	BYX30-200
1N537 - 540	BY127	1N917	(BAV10)	1N2545B	(BYX38-1200)	1N3891	BYX30-200
1N541	AA119	1N930	BA100	1N2609 - 2617	BY126	1N3893	BYX30-400
1N547	BY127	1N937	BZX79-C9V1	1N2765	BZX79-C6V8	1N3938	BY127
1N560	BY127	1N941	BZX79-C12	1N2773	BY127	1N3939	BYX22-600
1N562	(BY127)	1N942	BZX79-C12	1N2808	BZY91-C11	1N3940	BY127
1N570	BY127	1N957 - 982	BZX79 serie	1N2809	BZY91-C11	1N4001 - 4009	(BY127)
1N573	BY127	1N995	(AA121)	1N2860	BY126	1N4092	BA218
1N597	BYX10	1N997	BA100	1N2862	BY126	1N4101 - 4120	BZX79 serie
1N599A	BY126	1N1046	BY126	1N2970 - 3002	BZY93 serie	1N4149	1N4148
1N600A	BY126	1N1052	BYX71-350	1N3016 - 3042	BZX61 serie	1N4152	(BAV10)
1N602A - 606A	BY126	1N1084	BY126	1N3062	(BAV10)	1N4153	(BAV10)
1N615	OA90	1N1092	BYX38-600	1N3063	(BAV10)	1N4154	BAX13
1N616	OA90	1N1095	BY126	1N3064	(BAV10)	1N4155	BA148
1N617	OA95	1N1096	BY127	1N3065	1N4151	1N4148 - 4183	BZX61 serie
1N618	OA95	1N1097	BYX10	1N3066	BAX13	1N4244	(BA182)

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
1N4250	(BY127)	1S47	BY127	2G345B	(AF126)	2N123	AF127
1N4324	- 4348 BZX61 serie	1S74	OA95	2G371	(AF125)	2N124	ASY73
1N4371	(BZX75-C2V8)	1S80	OA90	2G381	(AC128)	2N125	ASY74
1N4372	(BZX75-C2V8)	1S83	AAZ15	2G382	(AC128)	2N126	ASY74
1N4376	(BAX13)	1S84	BY126	2G401	(AF127)	2N128	AF125
1N4383	(BY126)	1S90 - 95	BY126	2G402	(AF127)	2N129	AF125
1N4384	BY126	1S96	BY127	2G414	(AF124)	2N130	AC125
1N4385	BY127	1S97	BY127	2G415	(AF125)	2N131	AC125
1N4441	1N4148	1S100	BY126	2G416	(AF127)	2N132	AC128
1N4447	1N4446	1S101	BY126	2G417	(AF127)	2N133	AC128
1N4450	(BAV10)	1S107	BY127	2G526	ASY80	2N135	AF127
1N4454	1N914	1S117	BY127	2G577	ASY77	2N136	AF127
1N4514	(BY127)	1S119	BY127	2N27	AC125	2N137	AF126
1N4531	(BAW56)	1S124	BY127	2N28	AC125	2N138	AC132
1N4532	(BAW56)	1S125	BY127	2N30	AC132	2N139	AF127
1N4585	(BY127)	1S132	(BAX17)	2N34	AC132	2N140	AF126
1N4606	(BAV10)	1S137	OA90	2N36	AC132	2N141	AC132
1N4607	(BAV10)	1S149	BY126	2N37	AC132	2N143	AC132
1N4610	(BAV10)	1S188	OA95	2N38	AC125	2N145	ASY73
1N4658	- 4677 BZX61 serie	1S206	BY127	2N39	AC125	2N146	ASY74
1N4721	- 4725 BYX48 serie	1S209	BY127	2N40	AC125	2N147	ASY74
1N4726	(BAX16)	1S315	BY127	2N43	AC128	2N148	AF127
1N4727	(BAV10)	1S425	BYX25-1000	2N44	AC128	2N164	ASY29
1N4732	- 4735 BZY96 serie	1S426	OA90	2N45	AC132	2N165	ASY73
1N4736	- 4761 BZX61 serie	1S446	(OA95)	2N48	AC128	2N166	ASY74
1N4785	BYX42-300	1S557	BY127	2N51	AC128	2N167	ASY74
1N4818	BYX38-300	1S686	BY126	2N54	AC132	2N168	ASY73
1N4820	BYX22-600	1S920 - 923	(BA148)	2N55	AC132	2N169	ASY73
1N4821	BYX38-900	1S1007	BAX15	2N56	AC132	2N170	ASY74
1N4831	- 4853 BZX61 serie	1S1625	BY127	2N59 - 61	AC128	2N172	ASY74
1N4861	BAX16	1S1692 - 1697	BY127	2N62	AC132	2N173	ASZ16
1N4940	(BAX12)	1S3030A	BZX61-C30	2N63	AC132	2N175	AC126
1N4951	(BAX16)	1S7051B	BZX79-C5V1	2N64	AC132	2N180	AC132
1N5053	BY127	1S021	BYX22-600	2N65	AC128	2N181	AC132
1N5055	BA216	1S038	BY127	2N76	AC125	2N182	ASY74
1N5059	- 5062 BY126	1S054	BY127	2N77	AC125	2N183	ASY74
1N5220	(BAX13)	1S058	BY127	2N78	ASY74	2N184	ASY75
1N5224	BZX75	1T22	OA95	2N79	AC125	2N185	AC132
1N5226	- 5229 BZY88 serie	1T23	OA90	2N80	AC125	2N186 - 192	AC132
1N5230	- 5267 BZX70 serie	1T508	BY127	2N81	AC126	2N193	ASY74
1N5282	(BAV10)	1T2013	BY127	2N85	AC132	2N194	ASY74
1N5317	(BAV10)	1T2015	BY127	2N86	AC132	2N195 - 199	AC132
1N5318	(BAV10)	1WP	BY127	2N87	AC132	2N200	AC125
1N5319	(BAV10)	1Z7,5 - 75		2N88	AC125	2N204	AC125
1N5343	BZY93-C7V5	(E24 range)	BZX61 serie	2N93	AF125	2N205	AC125
1N5344	BZY93-C8V2	2G101	(AF239)	2N94	ASY74	2N206	AC125
1N5427	- 5430 (BAX13)	2G102	(AF239)	2N95	AC125	2N207	AC125
1N5431	(BAV10)	2G108	(AC126)	2N96	AC125	2N211	ASY73
1N5432	(BAV10)	2G109	(AC126)	2N98	ASY73	2N212	ASY73
1N5729	- 5757 BZX79 serie	2G141	(AC128)	2N99	ASY73	2N213	AC127
1N36040	BY127	2G201	(AC128)	2N102	AD161	2N214	AC127
1NU40	AC126	2G202	(AC128)	2N104 - 110	AC125	2N215	AC126
1NU70	AC126	2G270	(AC132)	2N111	ASY26	2N216	ASY73
1P541	AA119	2G271	(AC132)	2N112	ASY26	2N217	AC132
1P542	AA119	2G301 - 304	(AF126)	2N113	2N1307	2N218	AF127
1S32	OA90	2G319	(AC128)	2N114	2N1309	2N219	AF126
1S33	OA90	2G320	(AC128)	2N117	AF127	2N220	(AC125)
1S34	OA90	2G339	(AC127)	2N118	BDY38	2N222 - 227	AC126
1S44	BAX13	2G344	(AF127)	2N119	BDY38	2N228	ASY75
1S45	BY127	2G345A	(AF127)	2N120	BDY38	2N229	ASY74

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
2N231	AF126	2N323	ASY27	2N404	AC126	2N499	AF124
2N232	AF126	2N324	AC132	2N405	AC128	2N501	AF139
2N233	ASY73	2N326	AD161	2N406	AC128	2N503	(AF125)
2N237	(ASY77)	2N327	BCZ10	2N407	AC132	2N504	AF125
2N238	AC132	2N328	BCZ10	2N408	AC128	2N506	AC125
2N239	AC128	2N329	BCY32	2N409	AF127	2N507	AC127
2N240	AC125	2N330	AC128	2N410	AF126	2N508	AC126
2N241	AC128	2N331	AC128	2N411	AF126	2N509	AC132
2N243	BFY55	2N332	BFY50	2N412	AF126	2N515	ASY74
2N244	BFY50	2N333	BFY50	2N413	ASY26	2N516	ASY73
2N247	AF125	2N334	BFY50	2N414	ASY27	2N517	ASY75
2N248	AF125	2N335	(BC107)	2N415	AF127	2N519	ASY27
2N249	AC128	2N336	(BC107)	2N416	2N1309	2N520	ASY26
2N251	ASZ15	2N337	(BC107)	2N417	2N1309	2N521	(2N1309)
2N252	(AF127)	2N338	BFY50	2N420	ASZ18	2N522	2N1309
2N253	ASY73	2N341	BF179	2N422	AC125	2N523	2N1305
2N254	ASY73	2N342	BFY50	2N425	2N1305	2N524	ASY76
2N260	AC132	2N343	BFY50	2N426	2N1305	2N525	ASY77
2N261	ASY77	2N344	AF124	2N427	2N1307	2N526	ASY80
2N262	AC132	2N345	AF124	2N428	2N1309	2N527	ASY80
2N265	AC128	2N346	AF124	2N435	AF126	2N529 - 533	2N1305
2N266	AC132	2N354	BCZ11	2N438	2N1302	2N535	AF139
2N267	AF125	2N356	ASY73	2N439	ASY74	2N536	AF139
2N268	ASZ15	2N357	ASY74	2N440	2N1306	2N537	AF239
2N269	ASY26	2N358	ASY75	2N444	ASY73	2N539	ASZ15
2N270	AC128	2N359	AC132	2N446	AC125	2N544	AF126
2N271	2N1307	2N360	AC132	2N447	(AC127)	2N547	BSW67
2N272	AC128	2N361	AC132	2N448	ASY29	2N548	BSW67
2N273	AC132	2N362	AC125	2N449	AF139	2N549	BSW67
2N274	(AF125)	2N363	AC125	2N450	(ASY27)	2N553	ASZ15
2N279	AC132	2N364	AC127	2N456	ASZ18	2N556	ASY73
2N280	AC125	2N365	AC127	2N457	ASZ18	2N557	ASY73
2N281	AC132	2N366	AC127	2N458	ASZ18	2N558	ASY73
2N283	AC125	2N367	AC128	2N460	ASY77	2N561	ASZ15
2N284	ASY76	2N368	AC132	2N461	ASY80	2N563	AC132
2N285	ASY76	2N369	AC128	2N462	AC132	2N564	AC132
2N291	AC128	2N370	(AF124)	2N464	AC125	2N565	AC132
2N292	ASY73	2N371	AF125	2N465	AC125	2N566	AC132
2N293	ASY73	2N372	(AF124)	2N466	AC126	2N567	AC127
2N296	ASZ15	2N373	AF127	2N467	AC126	2N568 - 572	AC132
2N297	ASZ15	2N374	AF124	2N470	BFY55	2N573	ASY77
2N300	AF124	2N375	AC128	2N471	BC107	2N574	ASZ16
2N301	AAZ17	2N377	ASY74	2N472	BFY55	2N575	ASZ15
2N302	ASY27	2N378	ASZ15	2N473	BC109	2N576	ASY74
2N303	ASY27	2N379	ASZ17	2N474	BFY50	2N579	ASY27
2N306	AC127	2N380 - 383	AC128	2N475	BFY50	2N580	2N1309
2N307	ASZ16	2N384	AF124	2N476	BFY50	2N583	ASY27
2N308	(AF127)	2N385	ASY75	2N477 - 480	BFY50	2N585	ASY74
2N309	(AF127)	2N386	ASZ15	2N481	AF126	2N586	AC132
2N310	(AF127)	2N387	ASZ16	2N482	AF127	2N587	ASY73
2N311	ASY27	2N388	2N1308	2N483	AF127	2N588	AF239
2N312	ASY74	2N391	AC128	2N484	AF127	2N591	AC126
2N315	ASY27	2N392	AC128	2N485	AF126	2N597	2N1303
2N316	2N1307	2N394	ASY27	2N486	(AF126)	2N598	(ASY77)
2N317	2N1309	2N395	ASY27	2N491	BC11	2N599	2N1307
2N318	AF125	2N396	ASY27	2N492	BC11	2N609	AC132
2N319	AC132	2N397	(ASY27)	2N495	(BCY34)	2N610	AC132
2N320	AC132	2N398	ASY77	2N496	(BCY34)	2N611	AC132
2N321	AC132	2N402	AC132	2N497	BFY51	2N612	AC132
2N322	(ASY27)	2N403	AC128	2N498	BFY51	2N613	AC132

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
2N614	AF127	2N720	2N2221	2N1014	AC128	2N1224	AF126
2N615	AF127	2N726	(BCY72)	2N1015	(BDY20)	2N1225	AF125
2N616	AF127	2N727	(BCY72)	2N1016	(BDY20)	2N1228	BCY38
2N617	ASY27	2N728	BSX20	2N1017	2N1305	2N1241	BSW67
2N618	ASZ15	2N729	(BF173)	2N1022	ASZ16	2N1246	AC128
2N619	BFY50	2N730	2N2218	2N1039	ASZ17	2N1251	AC127
2N620	BFY50	2N731	2N2221A	2N1040	ASZ15	2N1252	2N2218
2N621	BFY50	2N733	2N2221A	2N1041	ASZ15	2N1253	2N2218
2N622	AC128	2N735	2N2221A	2N1042	ASZ17	2N1261	ASZ18
2N623	AF124	2N736	2N2221A	2N1043	ASZ16	2N1262	ASZ18
2N624	AF126	2N739	2N2221A	2N1044	ASZ18	2N1263	ASZ18
2N628	ASZ16	2N740	2N2221A	2N1045	ASZ18	2N1264	AF127
2N629	ASZ15	2N742	(2N2218)	2N1056	AC128	2N1265	ASY27
2N631	AC128	2N743	BSX19	2N1057	ASY76	2N1266	AF127
2N632	AC132	2N749	BFY50	2N1058	ASY73	2N1274	ASY80
2N633	AC128	2N752	2N3553	2N1059	AC128	2N1276	BF167
2N634A	2N1304	2N753	BSX20	2N1078	AC125	2N1278	BF173
2N635A	2N1306	2N754	BFY50	2N1093	AF126	2N1280	2N1305
2N636A	2N1308	2N755	2N2218	2N1094	AC128	2N1281	2N1307
2N637	ASZ16	2N756	BFY50	2N1097	AC128	2N1282	2N1307
2N639	ASZ17	2N757	BFY50	2N1098	AC128	2N1287	AC128
2N640	AF125	2N758	BFY50	2N1101	AC127	2N1291	ASZ16
2N641	AF125	2N759	(2N2222)	2N1102	AC127	2N1293	ASZ16
2N642	AF125	2N760	2N2483	2N1107	AF124	2N1295	ASZ18
2N643	2N1309	2N783	2N2368	2N1108	AF125	2N1301	(2N1307)
2N644	2N1309	2N784	2N2368	2N1109	AF126	2N1302	ASY28
2N645	2N1309	2N799	2N2368	2N1110	AF125	2N1303	ASY28
2N647	ASY73	2N834	BCY56	2N1111	AF126	2N1304	ASY28
2N649	ASY73	2N839	BFY50	2N1022	AF127	2N1305	ASY26
2N650	ASY77	2N840	BFY50	2N1025	(ASY80)	2N1315	ASZ17
2N651	ASY77	2N841	BFY50	2N1028	AC128	2N1316	2N1307
2N652	ASY77	2N844	(BSX19)	2N1029	AC128	2N1320	AC128
2N653	ASY77	2N849	(BSX19)	2N1030	AC128	2N1322	AC128
2N655	ASY77	2N850	(BSX20)	2N1036	ASZ16	2N1324	AC128
2N656	BFY51	2N851	(BSX19)	2N1037	ASZ16	2N1328	AC128
2N657	BFY51	2N871	(BSW67)	2N1041	(AF139)	2N1331	AC128
2N658	ASY76	2N909	2N2483	2N1042	(AF139)	2N1340	2N1613
2N659	ASY76	2N915	2N2221A	2N1043	(AF139)	2N1348	(2N1305)
2N660	ASY76	2N916	(BCY56)	2N1044	AC128	2N1353	AC128
2N661	ASY80	2N924	(BCY31)	2N1045	AC128	2N1370	AC128
2N662	ASY76	2N927	BSX21	2N1049	(BF185)	2N1372	AC128
2N665	ASZ18	2N928	BSX21	2N1059	ASZ18	2N1373	AC127
2N670	AC128	2N943	BFY50	2N1060	ASZ18	2N1374	ASY80
2N680	AC128	2N944	BFY50	2N1068	ASZ16	2N1375	ASY77
2N688	BFY91-400R	2N945	BFY50	2N1073	(AC127)	2N1377	ASY77
2N696	2N1613	2N946	BFY50	2N1074	BCZ11	2N1378	(AC128)
2N697	2N1711	2N956	(2N1711)	2N1076	AC128	2N1379	(ASY26)
2N698	(BSW67)	2N960	(AF124)	2N1177	(AF239)	2N1380	(AC128)
2N699	(BSW67)	2N978	(BCY31)	2N1178	(AF239)	2N1381	ASY27
2N700	AF139	2N990	AF124	2N1179	(AF239)	2N1385	AF239
2N702	BC107	2N991	AF125	2N1183B	(ASZ18)	2N1386	2N2219
2N703	BC107	2N992	AF126	2N1188	(ASY77)	2N1387	2N2219
2N705	BCY72	2N993	AF127	2N1191	2N1305	2N1388	2N2219
2N706	BSX19	2N1000	ASY74	2N1193	AC128	2N1390	2N2219
2N707A	BFY50	2N1007	ASZ16	2N1195	AF139	2N1398	AF239
2N709	BSX20	2N1008	AC128	2N1200	(BC108)	2N1399	AF239
2N711	(AC125)	2N1009	AC128	2N1208	BDY20	2N1400	AF124
2N717	BC107	2N1010	AC127	2N1209	BDY38	2N1402	AF124
2N718	2N2221A	2N1011	ASZ18	2N1212	BDY20	2N1404	AF124
2N719	2N1613	2N1012	ASY73	2N1222	BCY31	2N1406	AF239

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
2N1407	AF239	2N1618	(BDY90)	2N1998	2N1307	2N2429	AC126
2N1411	AF124	2N1624	AC127	2N2004	BCZ12	2N2430	AC127
2N1418	BC107	2N1631	1639 AF124	2N2005	BCZ12	2N2431	AC128
2N1420	BFY50	2N1644	2N2218	2N2026 y 36	(BDY20)	2N2431MP	2-AC128
2N1425	AF126	2N1647	BDY20	2N2049	2N1711	2N2475	2N2369A
2N1426	AF126	2N1648	BDY20	2N2068	(ASZ15)	2N2476	BSX60
2N1427	AC127	2N1649	BDY20	2N2083	(AF125)	2N2477	BSX60
2N1431	AF128	2N1666	(ASZ15)	2N2089	AF124	2N2483	2N2483
2N1432	AF128	2N1667	(ASZ16)	2N2090	AF124	2N2484	2N2484
2N1433	AC128	2N1668	(ASZ17)	2N2091	AF124	2N2494	(AF239)
2N1447	(ASY77)	2N1669	ASZ18	2N2092	AF127	2N2495	(AF239)
2N1474	BCY11	2N1673	AF139	2N2093	AF124	2N2496	(AF239)
2N1475	BCY11	2N1700	BFY50	2N2095	BSX19	2N2501	2N2369
2N1478	2N1307	2N1701	BDY20	2N2097	BC327	2N2537	2N2219
2N1479	(BFX34)	2N1704	2N2218	2N2102	BFY55	2N2538	2N2219
2N1480	(BFX34)	2N1714	BSX21	2N2104	2N2905A	2N2539	2N2222
2N1481	(BFX34)	2N1720	(2N3632)	2N2106	2N2218	2N2540	2N2222
2N1482	(BFX34)	2N1722	(2N3442)	2N2107	2N2218	2N2586	2N2484
2N1483	BDY20	2N1724	2N4347	2N2108	2N2219	2N2604	(BCY70)
2N1484	2N3442	2N1725	(BDY20)	2N2139	(ASZ16)	2N2605	(BCY71)
2N1487	(BD181)	2N1727	AF124	2N2145	(ASZ18)	2N2610	BF167
2N1488	BDY20	2N1742	(AF126)	2N2147	(ASZ16)	2N2613	AC126
2N1489	(BDY38)	2N1744	(AF124)	2N2148	(ASZ18)	2N2614	AC126
2N1490	(BDY20)	2N1754	2N1307	2N2180	(AF139)	2N2617	BCZ11
2N1491	2N2222	2N1760	ASZ16	2N2189	(AF124)	2N2654	(AF124)
2N1492	(2N2222)	2N1761	ASZ18	2N2190	(AF126)	2N2671	(AF239)
2N1495	AC128	2N1777	BTY79-400R	2N2192	2N2219A	2N2672	AF125
2N1499A	ASZ21	2N1808	2N1306	2N2193	BSX59	2N2692	2N930
2N1501	ASZ15	2N1837	BF115	2N2194	2N2218A	2N2693	BCY56
2N1502	ASZ16	2N1838	BF115	2N2195	2N1711	2N2694	BCY56
2N1505	2N2218A	2N1839	BF115	2N2196	BSW66	2N2695	(BCY72)
2N1506	(2N2218)	2N1840	BF115	2N2197	(BD131)	2N2696	BZY72
2N1507	2N2219	2N1849	BTY87-400R	2N2205	2N2218	2N2706	AC132
2N1515	(AF126)	2N1889	BSW66	2N2217	2N2218	2N2709	BCY32
2N1516	(AF125)	2N1890	(BSW66)	2N2220	2N2221	2N2713	BFY52
2N1517	(AF124)	2N1891	2N1304	2N2225	(2N1305)	2N2726	BC148
2N1524	AF124	2N1893	BSW67	2N2243	BSW67	2N2787	2N2218
2N1525	AF239	2N1907	(ASY26)	2N2256	BC108	2N2790	2N2218
2N1526	AF126	2N1920	BCZ12	2N2257	BC108	2N2835	AD162
2N1527	AF126	2N1922	BCZ12	2N2271	AC128	2N2845	2N2222
2N1528	2N2218	2N1924	ASY77	2N2297	BFY55	2N2846	BSX60
2N1536	ASZ18	2N1925	(ASY77)	2N2303	2N3553	2N2847	2N2222
2N1540	ASZ16	2N1926	(ASY77)	2N2315	2N2222	2N2848	BSX60
2N1544	ASZ16	2N1936	BDY20	2N2331	2N929	2N2863	BFY51
2N1545	ASZ18	2N1937	BDY20	2N2368	BSX19	2N2864	BFY51
2N1546	ASZ15	2N1969	2N1307	2N2369	BSX20	2N2865	(BF180)
2N1564	2N1711	2N1972	2N2219	2N2374	(2N1309)	2N2868	BFY51
2N1565	2N1613	2N1973 y 74	BF179	2N2387	BCY56	2N2883	BFW17A
2N1566	2N1711	2N1975	BSX21	2N2388	2N930	2N2884	BFW17A
2N1572	(2N1613)	2N1984	BFY50	2N2389	(2N1613)	2N2890	BSW66
2N1573	2N1613	2N1985	2N2218	2N2390	(2N1711)	2N2891	(BSW68)
2N1574	2N1711	2N1986	BFY50	2N2393	(2N2905A)	2N2894	BCY72
2N1592	AC187	2N1987	BFY50	2N2394	(2N2904)	2N2920	2N2483
2N1599	BTX18-400	2N1988	2N1711	2N2395	(2N2221A)	2N2922	BF115
2N1605	2N1308	2N1989	BFY50	2N2396	(2N2221A)	2N2923	BC108
2N1613	2N1613	2N1990	BSX21	2N2398	AF239	2N2924	BC108
2N1614	2N1305	2N1993	2N1302	2N2404	AC125	2N2925	BC109
2N1615	(2N1711)	2N1994	2N1302	2N2411	BC178	2N2939	(BSX61)
2N1616	BDY20	2N1995	2N1302	2N2415	AF139	2N2944	(2N2907A)
2N1617	(BDY91)	2N1997	2N1307	2N2428	AC125	2N2945	(2N2907A)

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
2N2950	(2N3375)	2N3438	(BF245A)	2N3793	BC337	2N4224	BFW61
2N2953	AC128	2N3440	BD115	2N3794	BC337	2N4235	BFY52
2N2991	BFY55	2N3441	(2N3442)	2N3797	(BFW10)	2N4238	BFY50
2N2993	BFY55	2N3443	AC126	2N3798	(2N2905A)	2N4241	ASZ15
2N3009	(BSX20)	2N3444	BSX61	2N3825	(BC547)	2N4255	BF495
2N3010	BSX19	2N3450	BFY50	2N3829	(BCY71)	2N4286	BF196
2N3011	BSX20	2N3458	(BF245C)	2N3830	(BFX34)	2N4287	BF196
2N3012	(BC178B)	2N3459	(BF245B)	2N3831	BSS27	2N4289	BC327
2N3013	(BSX20)	2N3460	(BF245A)	2N3832	(BSX20)	2N4302	(BF245A)
2N3014	(BSX20)	2N3467	BSX61	2N3839	BFY90	2N4303	(BF245B)
2N3015	2N2218	2N3468	BSX59	2N3854	(BC237)	2N4304	(BF245B)
2N3033	(BF177)	2N3470	BD183	2N3855	BC107	2N4338	BF245A
2N3034	(BF177)	2N3485	BCY70	2N3856	BC109	2N4339	BF245A
2N3035	BCY56	2N3486	BCY71	2N3877	(BF178)	2N4340	BF245A
2N3036 and 37	BD139	2N3493	(BF173)	2N3904	2N2222A	2N4341	BF245B
2N3038	BD139	2N3499	(BFY51)	2N3905	(2N2907A)	2N4400	BC337
2N3053	2N3053	2N3502	2N2905	2N3906	(2N2907A)	2N4401	BC337
2N3054	BD131	2N3503	2N2905A)	2N3914	(2N2906)	2N4402	BC327
2N3055	BCY20)	2N3504	BCY71	2N3962	2N2907A	2N4403	BC327
2N3058	(BC179)	2N3505	BCY71	2N3963	2N2906A	2N4412	2N2905A
2N3074	(AF239)	2N3543	(BDY20)	2N3964	(BCY71)	2N4424	(BC337)
2N3075	(AF239)	2N3553		2N3967	BFW11	2N4425	(BC337)
2N3110	BSX20	2N3554	BSX60	2N3968	BFW12	2N4428	2N3866
2N3118	(2N2219)	2N3563	2N918	2N3969	BFW13	2N4429	BLX92
2N3123	(2N2219)	2N3566	BCY71	2N3970	2N4391	2N4430	BLX92
2N3133	2N2905	2N3568	(BC337)	2N3971	2N4392	2N4431	BLX93
2N3134	2N2905	2N3576	BSX20	2N3972	2N4393	2N4433	(BF115)
2N3153	AC126	2N3588	(AF239)	2N4001	BSW66	2N4434	(BF184)
2N3223B	(2N3772)	2N3606	(2N2369)	2N4012	2N3632	2N4435	(BF185)
2N3233	(2N4347)	2N3615	(ASZ15)	2N4013	2N2222	2N4867	BFW13
2N3236	2N3055	2N3616	(ASZ15)	2N4014	2N2222	2N4868	BFW12
2N3241	BFY52	2N3617	(ASZ16)	2N4026	(BD138)	2N4869	BFW11
2N3248	(2N2905)	2N3622	BDY20	2N4030	(2N2904A)	2N4875	BFW16A
2N3250	2N2905	2N3638	2N2904	2N4031	(2N2905A)	2N4876	BFW16A
2N3251	2N2905	2N3640	BCY72	2N4032	(2N2905A)	2N4910	(2N3632)
2N3253	(BSX59)	2N3642	(BC337)	2N4033	BD140	2N4911	(2N3632)
2N3261	2N2221A	2N3643	2N2218	2N4036	2N4036	2N4913	BDY38
2N3287 - 3294	(BC547)	2N3644	(BC327)	2N4037	BD138	2N4916	(2N2905)
2N3299	2N2218	2N3645	2N2905A	2N4040	BZX93	2N4918	(BD132)
2N3300	BSX60	2N3646	BSX20	2N4041	BLX92	2N4919	(BD138)
2N3301	2N2222	2N3655 - 3658	BTY87-400R	2N4046	2N2219A	2N4920	(BD140)
2N3302	2N2222	2N3662	2N918	2N4047	BSX59	2N4921	(BD131)
2N3304	BSX20	2N3663	BFY90	2N4058	(BCY72)	2N4922	(BD137)
2N3309	(2N3866)	2N3680	2N2484	2N4072	2N2368	2N4923	(BD139)
2N3327	(2N3375)	2N3684	BFW11	2N4077	AD161	2N4933	BLY93A
2N3368	(BF245C)	2N3685	BFW12	2N4078	AD162	2N4951	(BC337)
2N3369	(BF245B)	2N3686	BFW13	2N4079	AD161/162	2N4952	(BC337)
2N3370	(BF245A)	2N3687	BFW13	2N4101	BTY79-600R	2N4953	(BC337)
2N3375	BCY59	2N3704	BC337	2N4122	(2N2905)	2N4954	(BC338)
2N3399	(AF239)	2N3705	BC337	2N4125	(BCY71)	2N4977	(BSV78)
2N3402	(BC338)	2N3706	BC338	2N4126	(BCY70)	2N4978	(BSV79)
2N3403	(BC338)	2N3712	BD115	2N4127	BLY92A	2N4979	(BSV80)
2N3404	(BC337)	2N3713	2N3055	2N4128	BLY93A	2N5006	(BD183)
2N3405	(BC337)	2N3714	(2N3772)	2N4130	2N3055	2N5035	(BDY20)
2N3414	(BC338)	2N3715	(2N3772)	2N4139	(BF245B)	2N5036	(2N3055)
2N3415	(BC338)	2N3724	BSX60	2N4143	2N2905A	2N5037	(2N3055)
2N3416	(BC337)	2N3725	BSX59	2N4220	BFW13	2N5045	(BFS21A)
2N3417	(BC337)	2N3734	BSX60	2N4221	BFW12	2N5046	(BFS21A)
2N3436	(BF245C)	2N3735	BSX59	2N4222	BFW11	2N5047	(BFS21A)
2N3437	(BF245B)	2N3773	(2N3442)	2N4223	BFW11	2N5054	(2N3570)

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
2N5070	BLX13	2N5640	(BSV80)	2N5951	BF245B	2S36	AF127
2N5071	BLY93A	2N5641	BLY91A	2N5952	BF245B	2S37	AC132
2N5072	(BFY90)	2N5642	BLY92A	2N5953	BF245A	2S38	AC128
2N5083	(2N3055)	2N5643	BLY93A	2N5992	BLY93A	2S39	AC125
2N5090	2N3375	2N5644	BLX67	2N5993	BLY88A	2S40	ASY27
2N5103	BFW12	2N5645	BLX68	2N5994	BLY94	2S41	AF125
2N5104	BFW12	2N5646	BLX69	2N5995	BLY87A	2S42	ASZ15
2N5105	BFW11	2N5653	(BSV78)	2N5996	BLY88A	2S43	AF125
2N5142	2N2905	2N5654	(BSV79)	2N6050	BDX64	2S44	AC128
2N5148	(BSW66)	2N5655	(BF338)	2N6051	BDX64A	2S45	AF127
2N5152	(BSW66)	2N5668	BF245A	2N6052	BDX64B	2S49	AF127
2N5163	(BF245C)	2N5669	BF245B	2N6053	BDX62	2S52	AF126
2N5170	2N3572	2N5670	BF245C	2N6054	BDX62A	2S53	AF127
2N5178	BLX95	2N5687	BFS22A	2N6055	BDX63	2S54	AC132
2N5179	BFX89	2N5688	BLY87A	2N6056	BDX63A	2S56	AC128
2N5197	(BFQ11)	2N5689	BLY87A	2N6057	BDX65	2S60	AF124
2N5213	BD131	2N5690	BLY89A	2N6058	BDX65A	2S91	AC128
2N5240	(BDY97)	2N5691	BLY89A	2N6059	BDX65B	2S92	AF128
2N5262	BFX34	2N5697	BLX65	2N6080	BLX67	2S93	AF124
2N5284	(BDY90)	2N5698	BLX66	2N6081	BLY88A	2S102	(BC107)
2N5288	(BDY90)	2N5699	BLX67	2N6082	BLY89A	2S103	(BC107)
2N5293	2N3055	2N5700	BLX68	2N6083	BLY89A	2S109	AF125
2N5296	BDY20	2N5701	BLX69	2N6084	BLW60	2S110	AF125
2N5322	(2N4036)	2N5702	BFS22A	2N6136	BLX69	2S112	AF125
2N5323	(2N4036)	2N5704	BLY88A	2N6197	BLY91A	2S141	AF125
2N5354	(BC328)	2N5705	BLY89A	2N6198	BLY92A	2S142	AF125
2N5355	(BC328)	2N5706	BLY89A	2N6199	BLY93A	2S143	AF125
2N5356	(BC328)	2N5707	BLX13	2N6200	BLY94	2S144	AF127
2N5358	BFW13	2N5708	BLX14	2N6201	BLY94	2S145	AF125
2N5359	BFW12	2N5709	BLX15	2N6202	BLX92	2S146	AF126
2N5360	BFW12	2N5711	BLX91A	2N6203	BLX93	2S148	AF126
2N5361	BFW11	2N5712	BLX92A	2N6205	BLX95	2S155	AF124
2N5362	BFW11	2N5713	BLX93A	2N6206	BLX92	2S159	AC125
2N5363	BFW10	2N5714	BLX94	2N6207	BLX94	2S160	AF124
2N5364	BFW10	2N5716	(BF245A)	2NJ5A	AF124	2S163	AC132
2N5365	(BC327)	2N5717	(BF245B)	2NJ8A	AF124	2S178	AF124
2N5366	(BC327)	2N5718	(BF245C)	2NJ9A	AC128	2S179	AF124
2N5367	(BC327)	2N5773	BLX91	2NJ9D	AC128	2S301	BCY32
2N5369	2N2222	2N5774	BLX93	2NJ50	AF124	2S302	BCZ10
2N5421	BD135	2N5776	BLX95	2NJ51	AF124	2S303	(BCY34)
2N5422	BD135	2N5801	2N4858	2NU40	AC125	2S304	BCZ10
2N5447	(BC328)	2N5802	2N4857	2NU70	AC125	2S322	BCZ10
2N5448	(2N2907)	2N5803	2N4856	2NU72	AC125	2S323	BCZ11
2N5449	(2N2222)	2N5847	BLY87A	2S001	BFY50	2S324	(BCY72)
2N5450	(2N2222)	2N5848	BLY88A	2S003	ASY75	2S702	(BC107)
2N5451	(2N2222)	2N5849	BLY89A	2S014	BFY50	2S703	2N930
2N5457	BF245A	2N5862	BLY94	2S4	AF127	2SA12	- 15 AF126
2N5458	BF245B	2N5913	BLX65	2S12	AC128	2SA16	AF127
2N5459	BF245C	2N5914	BLX67	2S13	AF127	2SA17	AF126
2N5496	(BDY20)	2N5915	BLX68	2S14	AC125	2SA18	AF126
2N5549	2N4857	2N5916	BLX92	2S15	AC128	2SA19	AF124
2N5550	(BF178)	2N5917	BLX92	2S22	AC128	2SA20	AF124
2N5551	(BF178)	2N5918	BLX93	2S24	AC132	2SA21	AF124
2N5589	BLY87A	2N5922	BLX92	2S25	AF124	2SA22	AF126
2N5590	BLY88A	2N5923	BLX92	2S30	AF126	2SA23	AF127
2N5591	BLY89A	2N5924	BLX93	2S31	AF127	2SA24	AF124
2N5635	BLX92	2N5941	BLX14	2S32	AC132	2SA25	AF124
2N5636	BLX93	2N5942	BLX15	2S33	AC132	2SA27	AF125
2N5638	(BSV78)	2N5949	BF245C	2S34	AC128	2SA28	AF125
2N5639	(BSV79)	2N5950	BF245C	2S35	AF127	2SA29	AF125

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
2SA30	AF126	2SA132	AF124	2SA236	AF127	2SA358	ASY77
2SA31	AF127	2SA133	AF125	2SA237	AF127	2SA360	(AF124)
2SA35	AF126	2SA134	(AF139)	2SA238	AF239	2SA361	(AF139)
2SA36 - 42	AF127	2SA135	(AF139)	2SA239	AF139	2SA364	(AF125)
2SA43	AF125	2SA136	AF124	2SA240	(AF139)	2SA365	(AF124)
2SA44	AF124	2SA137	AF124	2SA241	(AF139)	2SA367	(AF124)
2SA45	AF124	2SA138	AF127	2SA242	(AF139)	2SA368	(AF124)
2SA48	AF125	2SA139	AF127	2SA246	BC178	2SA369	(AF125)
2SA49	AF126	2SA141	AF127	2SA250	AF124	2SA377	(AF139)
2SA50	2N1309	2SA142	AF127	2SA251	ASY26	2SA380	AF124
2SA51	AF127	2SA143	AF126	2SA252	AF127	2SA381	AF124
2SA52	AF126	2SA144	AF126	2SA254	AF127	2SA382	AF124
2SA53	AF127	2SA145 - 149	AF127	2SA255	AF127	2SA383	AF124
2SA57	AF124	2SA151	AF124	2SA256	AF125	2SA384	AF124
2SA58	AF124	2SA152	AF126	2SA257	AF125	2SA400	AF124
2SA59	AF127	2SA153	AF127	2SA258	AF126	2SA403	(AF139)
2SA60	AF126	2SA154	AF126	2SA259	AF126	2SA408	
2SA61	AF124	2SA155	AF127	2SA260	AF139	2SA422	AF139
2SA65	ASY27	2SA156	AF127	2SA266	AF124	2SA428	(AF239)
2SA66	2N1307	2SA157	AF126	2SA267	AF125	2SA432	(AF139)
2SA67	2N1309	2SA159	AF126	2SA268	AF125	2SA433	(AF124)
2SA69	AF126	2SA160	AF126	2SA269	AF124	2SA434	(AF239)
2SA70	AF126	2SA161	(AF139)	2SA270	AF124	2SA435	(AF239)
2SA71	AF124	2SA162	AF139	2SA271	AF124	2SA447	(AF239)
2SA72	AF127	2SA163	AF139	2SA272	AF124	2SA448	AF239
2SA73	AF126	2SA165	AF139	2SA275	AF126	2SA453 - 456	AF239
2SA74	AF124	2SA166	AF139	2SA277	(AF126)	2SA457	AF126
2SA75	AF124	2SA167	AF127	2SA278	(AF126)	2SA468	AF127
2SA76	AF124	2SA168	AF127	2SA279	(AF126)	2SA469	AF127
2SA77	AF124	2SA175	AF124	2SA282	2N1305	2SA470	AF126
2SA78	(ASY80)	2SA176	AF126	2SA284	2N1305	2SA471	AF127
2SA80	AF124	2SA178	AF126	2SA285	AF124	2SA472	AF126
2SA81	AF124	2SA180 - 184	AF127	2SA286	AF124	2SA477	AF125
2SA82	AF125	2SA188 - 191	AF124	2SA287	AF124	2SA480	BC178
2SA83	AF124	2SA192	AF126	2SA288	(AF139)	2SA495	BC178
2SA84	AF126	2SA193	AF127	2SA289	(AF139)	2SA509	BC177
2SA85	AF124	2SA194	AF124	2SA290	(AF139)	2SA530	BC177
2SA86	AF125	2SA195 - 199	AF127	2SA291	AF124	2SA539	BC327
2SA89	AF124	2SA200	AF127	2SA293		2SA546	
2SA90	AF124	2SA201	AF127	2SA295	AF127	2SA547	BD236
2SA92	AF126	2SA202	AF127	2SA296	AF127	2SA550	BC159
2SA93	AF126	2SA203	AF127	2SA297	AF127	2SA561	BC327
2SA94	AF125	2SA204	AF126	2SA298	AF124	2SA564	BC178
2SA101 - 105	AF124	2SA206	2N1305	2SA299 - 302	AF127	2SA565	BC327
2SA106	AF127	2SA209	AF127	2SA307	AF125	2SA566	(BD238)
2SA107	AF127	2SA210	AF126	2SA313 - 316	AF124	2SA578	BC177
2SA108 - 113	AF124	2SA213	(AF139)	2SA322	AF124	2SA666	BC549
2SA115	ASY26	2SA214	AF125	2SA323	AF124	2SA671	BD438
2SA116	(AF239)	2SA215	AF126	2SA324	AF124	2SA672	BC557
2SA117	(AF239)	2SA216	(AF139)	2SA340	AF124	2SA673	BC327
2SA118	(AF239)	2SA218	AF126	2SA341	AF124	2SA677	BC328
2SA121	AF125	2SA219 - 223	AF126	2SA342	AF127	2SA678	BC327
2SA122	AF125	2SA224	AF125	2SA343	(AF139)	2SA683	(BC327)
2SA123	AF125	2SA226	AF125	2SA345 - 349	(AF139)	2SA704	BC328
2SA124	AF124	2SA227	AF126	2SA350	(AF124)	2SA705	BC327
2SA125	AF124	2SA229	AF139	2SA351	AF124	2SA715	BD234
2SA128	2N1309	2SA230	AF139	2SA352	AF124	2SA719	BC328
2SA129	2N1308	2SA233	AF126	2SA353	AF124	2SA730	BC328
2SA130	AF124	2SA234	AF124	2SA354	AF126	2SA749	BSV68
2SA131	AF125	2SA235	AF127	2SA357	AF124	2SB12	AC125

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
2SB13	AC128	2SB122	ASZ15	2SB249	ASZ18	2SB459	AC128
2SB19	AC162	2SB123	ASZ16	2SB252A	ASZ18	2SB461	ASY77
2SB20	AC162	2SB124	ASZ15	2SB253	ASZ18	2SB462	ASZ18
2SB22	AC132	2SB125	ASZ16	2SB254	AC125	2SB463	(AD162)
2SB23	AC128	2SB126	AD162	2SB255	AC128	2SB465	ASZ18
2SB32	AC120	2SB128	ASZ15	2SB257	(AC125)	2SB470	(AC132)
2SB33	AC128	2SB129	ASZ15	2SB261	AC125	2SB471	ASZ16
2SB34	AC128	2SB134	AC125	2SB262	AC125	2SB472	ASZ18
2SB37	AC128	2SB135	AC125	2SB263	AC128	2SB473	(AD162)
2SB38	AC128	2SB136	AC128	2SB264	AC125	2SB474	(BD132)
2SB39	AC126	2SB140	ASZ16	2SB271	(AC128)	2SB475	AC128
2SB40	AC126	2SB141	ASZ15	2SB282	ASZ15	2SB481	AD162
2SB43	AC188	2SB147	ASZ15	2SB283	ASZ16	2SB482	(AC128)
2SB44	AC128	2SB148	ASZ18	2SB284	ASZ17	2SB486	(AC128)
2SB46	AC125	2SB149	ASZ16	2SB285	ASZ18	2SB492	AD162
2SB47	AC125	2SB153	AC125	2SB302	AF125	2SB493	(ASZ16)
2SB48	AC125	2SB154	AC132	2SB303	BC179	2SB494	AC188
2SB49	AC132	2SB155	AC128	2SB304	AC125	2SB495	AC188
2SB50	AC132	2SB156 - 160	AC128	2SB317	(AC128)	2SB496	AC188
2SB51	AC128	2SB161	AC125	2SB324	(ASY80)	2SB497	AC128
2SB52	AC128	2SB162	AC128	2SB325	AC126	2SB512A	BD238
2SB53	AC132	2SB163	AC128	2SB329	AC125	2SB513A	BD238
2SB54	AC125	2SB164	AC128	2SB335	(AF126)	2SC11	ASY73
2SB55	AC128	2SB165	AC125	2SB336	AC126	2SC13	AC127
2SB56	AC132	2SB166	AC128	2SB337	ASZ16	2SC14	2N1308
2SB57	AC128	2SB167	AC128	2SB339	ASZ18	2SC16	BC108
2SB58	AC132	2SB168	AC126	2SB340	(ASZ15)	2SC17	BC108
2SB59	AC126	2SB169	AC128	2SB341	(ASZ15)	2SC21	2N3055
2SB60	AC128	2SB170	AC125	2SB345	AC126	2SC23C	(BD137)
2SB61	AC132	2SB171	AC125	2SB346	AC126	2SC27	2N2218
2SB65	AC125	2SB172	AC132	2SB347	AC126	2SC29	2N1613
2SB66	AC125	2SB173	AC125	2SB348	AC126	2SC33	2N1613
2SB68	ASY77	2SB174	AC128	2SB364	AC128	2SC34	AC187
2SB69	ASZ16	2SB175	AC126	2SB365	AC128	2SC35	AC187
2SB70	AC126	2SB176	AC128	2SB367	(AD162)	2SC36	2N1308
2SB71	AC126	2SB177	ASY77	2SB368	(AD162)	2SC39A	BC108
2SB73	(AC125)	2SB178	AC128	2SB370	AC128	2SC40	BF115
2SB74	AC125	2SB179	AC128	2SB371	AC128	2SC41	BDY20
2SB75	AC125	2SB182	AF124	2SB376	(AC128)	2SC42A	BDY20
2SB76	AC126	2SB183	AC126	2SB377	AC126	2SC43	BDY20
2SB77	AC132	2SB184	AC125	2SB378	AC125	2SC44	BDY20
2SB78	AC126	2SB185	AC125	2SB379	AC126	2SC50	2N1308
2SB79	AC128	2SB186	AC125	2SB380	AC126	2SC53	BF115
2SB89	AC128	2SB187	AC125	2SB381	(ASY80)	2SC55	BSX20
2SB90	AC125	2SB188	AC128	2SB382	BC179	2SC56	BSX19
2SB91	AC132	2SB189	AC128	2SB383	BC179	2SC70	BF336
2SB92	AC128	2SB190	AC125	2SB389	AC128	2SC71	2N1308
2SB94	AC128	2SB191	AC125	2SB400	AC128	2SC72	2N1308
2SB95	AC128	2SB192	AC125	2SB405	AC188/01	2SC73	BF173
2SB96	AC128	2SB193 - 200	AC128	2SB407	ASZ16	2SC75	BF173
2SB97	AC126	2SB201	AC126	2SB415	AC128	2SC76	BF173
2SB98	AC125	2SB202	AC128	2SB421	(ASY77)	2SC77	BF173
2SB99	AC125	2SB219 - 227	AC128	2SB424	ASZ15	2SC78	ASY74
2SB100	AC125	2SB228	(ASZ18)	2SB425	ASZ15	2SC80	BC108
2SB101 - 105	AC128	2SB229	ASZ15	2SB426	ASZ17	2SC89	ASY74
2SB110	AC125	2SB232	(ASZ15)	2SB439	AC125	2SC90	ASY73
2SB111	AC125	2SB242	AD162	2SB440	AC128	2SC91	ASY73
2SB112	AC132	2SB246	AD162	2SB443	AC188	2SC99	BC108
2SB113 - 117	AC125	2SB247	AD162	2SB444A	AC128	2SC100	2N1613
2SB120	AC125	2SB248	AC128	2SB452	(AC125)	2SC108	2N1711

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
2SC120	2N1711	2SC321	BC337	2SC633	BC547	2SC871	BC545
2SC121	2N1711	2SC352	2N2218	2SC634	BC547	2SC894	BC548
2SC122	2N2369	2SC353	2N2218	2SC641	BC547	2SC895	(BU133)
2SC124	2N1711	2SC360	BC107	2SC644	BC549	2SC897	(BDY90)
2SC129	2N1308	2SC362	BC548	2SC645	BF184	2SC899	BC547
2SC150	BFY50	2SC366	BC337	2SC646	2N3055	2SC907	BC107
2SC154	BF336	2SC367	BC337	2SC647	(2N3055)	2SC917	(BF336)
2SC155	BC108	2SC368	BC107	2SC648	BC548	2SC918	BF199
2SC156	BC108	2SC369	BC547	2SC649	BF495	2SC926	BF336
2SC160	BF184	2SC371 - 374	BC547	2SC650	BF495	2SC929	BF494
2SC172	BSX20	2SC375	BFX44	2SC657	BF199	2SC930	BF494
2SC173	2N1308	2SC377	BC547	2SC668	BF199	2SC931	(BD437)
2SC174A	BF200	2SC379	BC107	2SC680	(BU133)	2SC932	BD433
2SC175 - 178	2N1308	2SC380	BF199	2SC681	BDY98	2SC935	BU126
2SC179	AC187	2SC389	BCZ11	2SC682	BF199	2SC936	BU132
2SC180	AC187	2SC394	BCZ11	2SC683	BF180	2SC937	BU205
2SC181	(2N1308)	2SC401 - 404	BC547	2SC684	BF181	2SC947	BF181
2SC182	(BC108)	2SC408	2N1613	2SC685	(BU126)	2SC948	BF183
2SC183	BF115	2SC429	BF200	2SC689	BSX20	2SC957	BFX44
2SC184	BF115	2SC430	BF200	2SC693	BC547	2SC984	BC337
2SC185	(BC108)	2SC454	BF494	2SC696	(BD237)	2SC1000	BF547
2SC186	BF196	2SC458	BC547	2SC697	(2N3055)	2SC1012	BF336
2SC187	BF196	2SC460	BF185	2SC707	BF180	2SC1013	BD233
2SC188	2N2218	2SC461	BF184	2SC710	BF494	2SC1014	BD233
2SC189	2N2218A	2SC463	(BF180)	2SC711	BC547	2SC1018	BD237
2SC191 - 194	2N1711	2SC464	BF185	2SC715	BC547	2SC1030	BDY90
2SC196	BSX20	2SC465	BF185	2SC717	BF181	2SC1034	(BU205)
2SC197	BFY51	2SC466	BF185	2SC728	BF337	2SC1047	BF198
2SC199	2N1711	2SC468	BSX19	2SC731	AF115	2SC1055	(BDY90)
2SC206	BC107	2SC470	BF336	2SC732	AF115	2SC1056	(BF338)
2SC220	BFY51	2SC477	BF184	2SC733	BC547	2SC1059	(BU132)
2SC221	BFY52	2SC479	BFY50	2SC735	BC107	2SC1060	BD437
2SC222	BSW67	2SC482	2N1711	2SC736	2N3055	2SC1061	BD437
2SC228	2N1613	2SC485	BF337	2SC761	BF180	2SC1086	(BU208)
2SC233	2N1711	2SC490	(BD235)	2SC762	BF180	2SC1117	BF180
2SC242	2N3055	2SC493	BDY20	2SC772	BF198	2SC1123	(BFX44)
2SC266	BC108	2SC494	BDY20	2SC773	BC337	2SC1126	BF44
2SC269	(BFX44)	2SC509	BFY51	2SC777	(BFY44)	2SC1128	(BFX44)
2SC270	AF239	2SC511	(BFX44)	2SC778	(BFY44)	2SC1129	BF199
2SC271	(BF183)	2SC535	BF183	2SC781	BF180	2SC1162	BD233
2SC273	2N1711	2SC536	BC547	2SC784	BF199	2SC1172	(BU108)
2SC281	BC107	2SC537	BC548	2SC785	BF199	2SC1174	BU208
2SC282	BFY50	2SC538	BC547	2SC793	BDY20	2SC1204	BC547
2SC283	2N1613	2SC539	BC549	2SC795	(BU132)	2SC1205	BF494
2SC284	2N1711	2SC540	BC109	2SC804	BFY90	2SC1212A	BD237
2SC287	(BF183)	2SC542	2N3632	2SC805	BSW66	2SC1213	BC337
2SC288	(BF183)	2SC549	2N3632	2SC806	BDY98	2SC1214	(BC337)
2SC289	(BFY90)	2SC550	2N3927	2SC807	BDY98	2SC1215	BF183
2SC291	BD115	2SC562	BF167	2SC814	BC338	2SC1226A	BD235
2SC292	BD115	2SC563	2N1613	2SC815	BC337	2SC1304	(BU132)
2SC293	BD115	2SC587	BC547	2SC826	2N1711	2SC1317	BC338
2SC297	BD131	2SC588	2N1711	2SC828	BC547	2SC1318	(BC337)
2SC298	BD131	2SC605	2N1613	2SC829	BF494	2SC1327	BC547
2SC298S	BD115	2SC609	(BFY44)	2SC838	BC547	2SC1328	BC547
2SC299	BD131	2SC611	BFY90	2SC840	2N3055	2SC1335	BC549
2SC299S	BD115	2SC614	(BD237)	2SC856	(BF337)	2SC1342	BF494
2SC313	BFY90	2SC620	BC337	2SC857	BF337	2SC1346	BC338
2SC316	(BC107)	2SC629	(BF183)	2SC858	BC548	2SC1347	(BC337)
2SC318	BC107	2SC631	BC547	2SC867	(BU133)	2SC1359	BF494
2SC320	(BC107)	2SC632	BC547	2SC870	BC547	2SC1360	(BF199)

GUIA 1975. EQUIVALENCIAS DE SEMICONDUCTORES

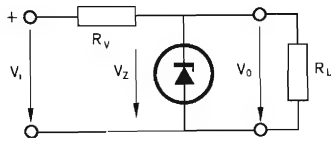
<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
2SC1398	BD235	2SD198	BU126	2T520 to 523	ASY73	8E	AF127
2SD24	BU126	2SD199	BU132	2T552	ASY74	8E	AF127
2SD25	AC127	2SD200	BU205	2T681	AC127	8G7	AF127
2SD28	(BD437)	2SD201	2N3055	2T682	ASY73	10/2	BY126
2SD29	(BD237)	2SD203	BDY20	2T701	ASY74	10B2	BYX38-300
2SD30	AC127	2SD226A	(BD235)	2T2001	AF124	10B8	BYX38-1200
2SD33	AC127	2SD234	(BD437)	2T3011	ASZ16	10D1	BY126
2SD34	AC127	2SD235	BD437	2T3021	ASZ15	10D2	BY126
2SD35	AC187	2SD261	BC337	2V633	ASY80	10D4	BY126
2SD36	AC187	2SD290	(2N3055)	2WMT4	BYX42-600R	10D6	BY127
2SD37	AC127	2SD291	(BD235)	2WMT6	BYX40-600R	10D10	BYX45-1000
2SD38	AC127	2SD292	(BD235)	2X103G	AC125	10J2	BY126
2SD43	AC187	2SD299	BU208	2X104G	AC125	10J2F	BY126
2SD44	AC187	2SD300	BU208	2X106G	OA95	10P	
2SD45	BDY20	2SD312	BU132	3MC	AF124	10R2	BYX38-300
2SD46	BDY20	2SD317A	BD237	3N25/501	AF125	10R2R	BYX38-300R
2SD47	BDY20	2SD318A	BD237	3N34	BC109	11J2	BY126
2SD53	2N3055	2SD321	BDY98	3N35	BC108	11J2F	BY126
2SD56	(BU133)	2SD334	(2N3055)	3N56 y 57	AC187	11Z4	BZY88-C4V3
2SD61 - 66	AC127	2SD350	(BU108)	3N71	BF196	11Z6	BZY88-C3V3
2SD72	AC187	2SK17	BSF28	3N73	BF196	12J2	BY126
2SD75	AC127	2T11 - 17	AC128	3N83	(BRY39)	12J2F	BY126
2SD77	AC127	2T20 - 26	AC128	3N84	(BRY39)	12P2	BAX17
2SD82	2N3055			3N87	BC107	12R2	BYX25-600
2SD83	(BDY90)			3N88	BC107	12T2	BFY50
2SD88	BDY98	2T51	ASY73	3N140	(BFS28)	12Z4	BFY50
2SD91	2N3055	2T52	ASY73	3N141	(BFS28)	12Z6	(BZY88-C3V6)
2SD92	2N3055	2T53	ASY74	3N153	(BSV81)	13J2	BA148
2SD96	(AC187/01)	2T54	ASY74	3NU40	AC125	13J2F	BY126
2SD100	AC127	2T61	ASY73	3NU70	AC125	13P1	AAZ18
2SD104	AC127	2T62	ASY73	3T508	BY127	13P2	(BAX15)
2SD105	AC187	2T63	ASY74	4/10	OA95	13Z4	BZX79-C5V1
2SD111	(2N3772)	2T64(R)	ASY74	4/12	OA95	13Z6	(BZY88-C3V9)
2SD118	2N3442	2T65(R)	ASY74	4C28	BFY55	14J2	BY126
2SD120	(BD235)	2T66(R)	ASY75	4JD1A17	AC132	14J2F	BY126
2SD124A	2N3055	2T67	ASY75	4JX1E850	AC127	14P1	(AAZ17)
2SD127	AC127	2T71	ASY73	4JX2A601	AC127	14P2	(BAX16)
2SD128	AC127	2T72	ASY73	4JX2A816	AC127	14R2	(BYX38-600)
2SD130	(BD235)	2T73R	ASY74	4NU40	AC125	14Z4	BZX79-C7V5
2SD141	2N3055	2T74	ASY74	4NU70	AC125	14Z6	(BZY88-C4V3)
2SD142	2N3055	2T75R	ASY73	4T508	BY127	15J2	BY126
2SD143	(2N3632)	2T76	ASY75	5/2	AC125	15P1	(AAZ15)
2SD146	(2N3632)	2T77R	ASY73	5/4	AA119	15P2	(BAV10)
2SD147	(2N3632)	2T78R	ASY73	5/5	AA119	15R2	BYX25-600
2SD150	(BD131)	2T88	ASY73	5/6	OA95	15Z4	BZX79-C9V1
2SD154	BDY20	2T89	ASY73	5/61	OA95	15Z6	(BZX79-C4V7)
2SD157	(BU126)	2T201 - 205	AF125	5/62	OA95	16J2	BYX10
2SD167	AC127	2T311	AC132	5A8	BY127	16J2F	BYX10
2SD168	(AC127)	2T312	AC132	5E4	BY126	16P1	BA218
2SD170	AC187	2T313	AC132	5E8	BY127	16P2	(BAV10)
2SD173	2N3055	2T314	AC132	5J180	AA119	16Z4	BZX79-C12
2SD174	BD182	2T315	AC132	5J180E	OA90	16Z6	(BZX79-C5V1)
2SD176	2N3055	2T321	AC128	5MA8	BY127	17P1	(AAZ15)
2SD178	AC127	2T322	AC128	5NR	BYX42-900	17P2	BA218
2SD180	2N3055	2T323	AC128	6F15	BYX48-300	17T1	ASY80
2SD186	AC187	2T383	AC132	6MC	AF124	17Z4	BZX79-C12
2SD187	AC127	2T508	BY127	6XT2	AC125	17Z6	(BZX79-C5V6)
2SD189	(2N3055)	2T511	ASY73	6WM10	BYX32-1000	18J2	(BY127)
2SD193	AC127	2T512	ASY73	70A	BAV10	18J2F	(BY127)
2SD195	AC187	2T513	ASY73	8D	AF127	18P2	(BAV10)

<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>	<i>Tipo</i>	<i>Substituto</i>
18T1	AC128	38T1	2N1305	64J2	BY127	126T1	ASY80
18Z6	(BZX79-C6V2)	38Z6	(BZX79-C4V7)	64R2	BYX42-900	127T1	ASY80
19P1	OA90	39T1	2N1307	64T1	2N1307	134P4	BAW62
19P2	(BAV10)	39Z6	(BZX79-C6V8)	64Z6	BZZ21	135P4	BAW62
19Z6	BZY96-C6V8)	40J2	BYX42-600	65J2	BY127	136P4	(BAW62)
20MC	AF124	40J2K	BY126	65R2	BYX42-900	137P4	(BAW62)
20Z6	(BZX61-C7V5)	40P1	AA119	65T1	2N1309	139A	ASY73
21Z6	(BZX61-C8V2)	40Z4	BZZ29	65Z6	BZZ22	140A	ASY74
22P1	BAW62	40Z6	(BZX79-C7V5)	66J2	BY127	141A	ASY75
22R2(R)	BYX25-600(R)	41HF20	BYX52-300	66R2	BYX42-900	147T1	ASZ16
22SA57	AF125	41HF60	BYX52-900	66Z6	BZZ23	150A	AF126
22SA95	AF126	41HF80	BYX52-1200	67J2	BYX10	153T1	AF127
22Z6	(BZX61-C9V1)	41P1	AA119	70A	AC125	154T1	AF126
23J2	BYX10	41Z4	BZZ24	71A	AC125	155T1	AF126
23R2(R)	BYX25-600(R)	41Z6	(BZX79-C9V1)	71RC10A	BTW23-600R	156T1	AF125
23Z6	(BZX61-C10)	42J2	BAX18	71RC20A	BTW23-600R	157T1	AF124
24J2	(BAX16)	42R2	BYX48-300	71RC30A	BTW23-600R	159T1	AF124
24R2(R)	BYX25-600(R)	42R6	BYX36-150	71RC40A	BTW23-600R	160T1	AF139
24Z6	(BZX61-C11)	42Z6	(BZX79-C9V1)	71RC50A	BTW23-600R	161T1	AF139
25J2	BAX16	43P1	AC125	71RC60A	BTW23-600R	162J2	(BY126)
25P1	AAZ15	43Z6	(BZX79-C10)	71RC70A	BTW23-800R	162T1	AF139
25R2(R)	BYX25-600(R)	44P1	AA119	71RC80A	BTW23-800R	163J2	(BY126)
25T1	AF126	44P2	(BAX16)	71RE60	BTW23-600R	164A	AF124
25Z6	(BZX61-C12)	44R2(R)	BYX38-600(R)	71RE70	BTW23-800R	164J2	BY126
26J2	OA200	44T1	AC128	71RE80	BTW23-800R	169A	AF126
26R2(R)	BYX25-800(R)	45J2	BA100	71Z4	BZY91-C10	170A	AF125
26T1	AF126	45P1	BAX16	72A	AC132	171A	AF124
26Z6	(BZX61-C13)	45P2	BAX16	73T1	2N2297	174A	ADZ12
27J2	BAX16	46P1	(AA119)	74A	AC128	180T2	BDY38
27R2(R)	BYX25-800(R)	46P2	(BA100)	75A	AC126	180T2A	2N3055
28A	ASZ15	47P2	(BAX16)	75D8	BY127	180T2B	2N3055
28J2	OA200	48P2	(BA100)	75E8	BY127	181T2	(2N3442)
28R2(R)	BYX25-1000(R)	50D8	BY127	76A	ASY76	181T2A	(2N3442)
28Z6	(BZX61-C15)	50E8	BY127	76Z4	BZY91-C12	181T2B	(2N3442)
29A	ASZ16	50J2	BY127	77A	ASY77	181T2C	(2N3442)
29P1	BA219	50J4	BA148	79A	AC128	182T2A	2N3442
30P4	BAV10	52J2	BA148	79Z6	BZY93-C7V5	182T2B	2N3442
30R2(R)	BYX25-1000(R)	52Z4	BZZ14	80A	ASY80	205Z4	BZZ14
31R2(R)	BYX52-300(R)	53Z4	BZZ15	80AS	BY127	206	ASY73
31T1	AF126	55Z4	BZZ19	80H	BY127	206Z4	BZZ15
31Z6	(BZY88-C3V3)	56Z4	BZZ22	80Z6	(BZY93-C7V5)	207	BSY73
32R2(R)	BYX52-600(R)	57T1	AC128/01	81Z6 - 88Z6	BZY93 serie	207Z4	BZZ17
32T1	AF126	57Z6	BZZ14	90T2	BSX21	208	ASY73
32Z6	BZY88-C3V3	58T1	AC126	91T1	AC125	208Z4	BZZ18
33T1	AF127	58Z6	BZZ15	98T2	BC107	209Z4	BZZ19
33Z6	(BZY88-C3V9)	59T1	AC126	99AT6	AC128	210Z4	BZZ20
34P1	AAZ18	59Z6	BZZ16	99B5	AC128	211Z4	BZZ21
34P4	(BAX13)	60J2	BAX18	99BA6	AF124	212Z4	BZZ22
34PA4	BA218	60T1	AC126	99BE6	AF124	213Z4	BZZ24
34R2(R)	BYX52-900(R)	60Z6	(BZY93-C7V5)	99L6	AC127	215Z4	BZZ24
34T1	AF127	61J2	BY126	99SQ7	AC127	222	AF127
34Z6	(BZY88-C4V3)	61T1	AC126	104Z4 - 110Z4	BZ996 serie	223	AF127
35T1	AF127	61Z6	(BCY93-C8V2)	108T2	2N3772)	225	AF127
35Z6	BZX79-C4V7	62J2	BA148	109T2	(2N3442)	228	AF126
36R2(R)	BYX52-900(R)	62R2	BYX42-600	111Z4 - 115Z4	BZX61 serie	234	AF124
36T1	AF127	62T1	AC126	121-19	AC128	254T1	AF127
36Z6	(BZX79-C5V1)	62Z6	BZY93-C9V1	121-27	AC128	255T1	AF127
37T1	AF127	63J2	BA148	121-44	AF124	256T1	AF125
37Z6	(BZX79-C5V6	63T1	AC126	121-45	AF124	300	AC126
38R2(R)	BYX52-1200(R)	63Z6	BZZ20	125T1	ASY80	301	AC126

Tipo	Substituto	Tipo	Substituto	Tipo	Substituto	Tipo	Substituto
302	AC126	1095J2	BY127	40234	BCY58		
310	AC126	1095J2F	BY127	40251	(2N3772)		
321T3	ASY74	1095Z4F	BZX61-C10	40261	2N2904		
322T1	AC125	1096J2	BY127	40290	(2N3553)		
323T1	AC126	1096J2F	BY127	40304	(2N3553)		
324T1	AC132	1101	(BZX75-C2V8)	40305	(2N3553)		
350	AC132	1102	(BZY88-C3V3)	40307	(2N3632)		
352	AC132	1103	(BZY88-C3V9)	40312	(BD131)		
353	AC132	1104 - 1133	BZX79 series	40360	BD140		
406Z4	BZX79-C6V2	1204	(BZY96-C4V7)	40361	BD139		
409Z4	BZX79-C9V1	1205	(BZY96-C5V6)	40362	BD140		
412Z4	BZX79-C12	1206	(BZY96-C6V8)	40396N	AC127		
420T1	AC128	1207 - 1247	(BZY93 series)	40396P	AC128		
421T1	AC128	1305	BZX87-C5V6	40406	BD138		
456Z4	BZZ15	1306	BZX87-C6V8	40408	BD139		
459Z4	BZZ19	1307 - 1339	(BZX61 serie)	40409	BD139		
474	2N929	1340	AC132	40410	BD140		
475	2N930	1343	(BZX61-C43)	40469	(BC147)		
486T1	AC125	1347	(BZX61-C47)	40482	(BC107)		
501T1	AF139	1350	AC132	40519	(2N2368)		
503T1	AF139	1360	AC132	40637	2N3866		
504T1	AC128	1390	AF127	814044A	AC128		
505T1	AF124	1400	AF127	815020	AF124		
508T1	AF124	1410	AF127	815021	AF124		
520T1	AC128	4120 - 4141	(BZY93 serie)	815023	AC128		
521T1	AC128	4220 - 4241	BZY93...R serie	815024	AC128		
536J2 - J2F	BY126	4320 - 4341	(BZY93 serie)	815025	AF124		
537J2	BY126	4420 - 4441	BZY91...R serie	815027	AF124		
537J2F	BY126	4520 - 4541	(BZY91 serie)	815028	AF124		
538J2F	BY126	4620 - 4641	BZY91...R serie	815029	AC128		
539J2F	BY126	5320 - 5341	BZX61 serie	815030	AC128		
540J2F	BY126	5508 - 5511	(BZY88 serie)	815031	AC128		
547J2F	BY126	5512 - 5541	(BZX79 serie)	815034	AC128		
610C	BA218	7706	(BZX75-C2V8)	815036	AF126		
612C	BA218	7707	(BZX75-C2V8)	815037	AF127		
641T1	AC132	7709	(BZX75-C3V6)	815038	AC128		
645T1	AC126	7710 - 7713	(BZY88 serie)	815041	AF124		
665T1	AC126	7714 - 7741	BZX61 serie	815043	AF124		
687T1	AC125	8121	BZX79-C12	815068	AC128		
688T1	AC125	8560	BZX79-C5V6	815070A	AC128		
689T1	AC125	9390	AC132	815075	AC125		
690T1	AC125	9391	AC132	815076	AC127		
691T1	AC125	9971	BZY88-C3V6	815103	AF124		
692T1	AC125	9972	BZY88-C4V3	815104	AC128		
830	ASY74	9973	BZX79-C5V1	815105	AF124		
904	ASY74	9983	BZX87-C5V1	825065	AF124		
905	ASY74	9984	BZX87-C6V2				
909T1	AC125	12119	AC132				
941T1	AC128	12152	AC132				
965T1	AC126	12153	AF126				
987T1	AC125	12161	AC128				
988T1	AC132	12163	AF127				
989T1	AC125	12165	AF127				
990T1	AC125	12166	AF127				
991T1	AC125	12173	AF127				
992T1	AC125	12178	AF127				
1032 - 1036	AC132	25320	(ASY80)				
1065Z4	BZY96-C6V8	40022	ASZ16				
1075Z4F	BZX61-C7V5	40232	(BC109)				
1085Z4	BZX61-C10	40233	(BC109)				

APLICACIONES DE LOS DIODOS ZENER

Estabilización de tensiones

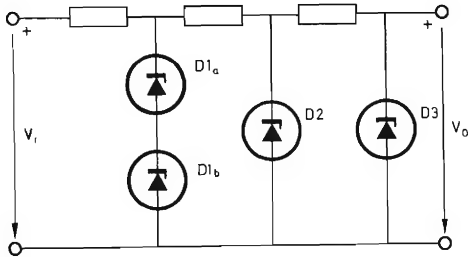


$$R_v \leq \frac{V_{i \text{ mín}} - V_Z \text{ máx}}{I_Z \text{ mín} + I_L \text{ máx}}$$

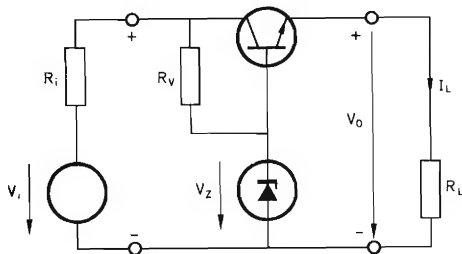
$$R_v \geq \frac{V_{i \text{ máx}} - V_Z \text{ mín}}{(P_{AV \text{ máx}} / V_Z \text{ mín}) + I_L \text{ mín}}$$

$$R_v \geq \frac{V_{i \text{ máx}} - V_Z \text{ máx}}{(P_{AV \text{ máx}} / V_Z \text{ máx}) + I_L \text{ mín}}$$

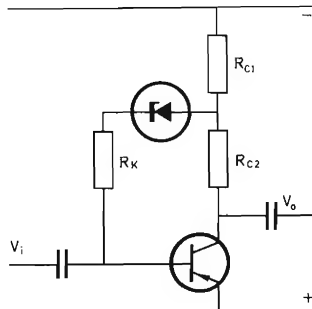
Estabilización de tensión en cascada



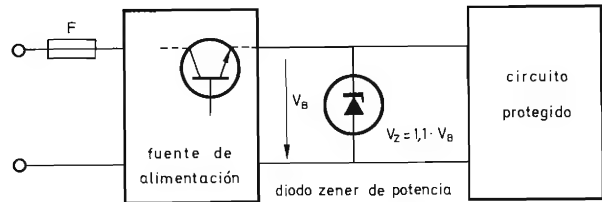
Estabilización de tensiones con transistor en serie



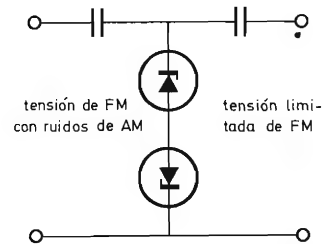
Producción de tensiones de polarización



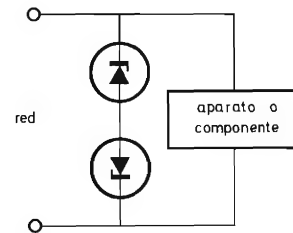
Limitación de sobretensiones



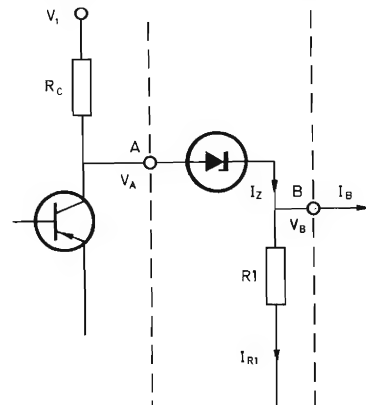
Limitación de ruido de AM en tensión de FM



Protección frente a picos de tensión mediante pares de diodos zener



Acoplamiento de etapas amplificadoras



ROMANO ROSATI

REPARACION DE TELEVISORES TRANSISTORIZADOS

Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15

Un volumen de 560 páginas (21 x 15,5 cm). 1974



El empleo cada vez mayor de transistores en los televisores obliga a los técnicos de reparación a conocer los circuitos que se utilizan en ellos, las posibles averías y la forma de solucionarlas.

Este libro proporciona esta información de una forma clara y fácilmente asequible. En la primera parte se expone, a modo de introducción, la teoría de los diodos y transistores y las advertencias sobre su utilización en televisores. La segunda parte trata, en forma general, de la constitución de los televisores con transistores.

En la tercera parte se describen los circuitos utilizados considerados como bloques independientes: alimentación, canal de sonido, tubo de imagen y circuitos asociados, desviación vertical, circuitos de desviación horizontal, circuitos separadores de sincronismo y sintonizador. En cada uno de ellos se examinan las posibles averías después de exponer las causas más probables que las producen y los síntomas que se presentan y, finalmente, se indica de qué modo puede localizarse el componente defectuoso.

En resumen, es una obra práctica para los reparadores de televisión y de gran utilidad para los técnicos interesados en los circuitos con transistores.

DAVID GRIES

CONSTRUCCION DE COMPILADORES

Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15

Un volumen de 560 páginas (21 x 15 cm). 1975



Un compilador es un programa que traduce un lenguaje de alto nivel, como FORTRAN, PL/1, ALGOL, o COBOL, al lenguaje de máquina de algún ordenador y, por tanto, constituye una parte necesaria en cualquier sistema de procesos de datos; sin él se tendría que hacer toda la programación en lenguaje de máquina.

El objeto de este libro es presentar las técnicas más importantes empleadas en la realización de compiladores. El autor trata, como temas más importantes, los siguientes: métodos sintácticos de compilación, organización de la tabla de símbolos, recuperación de errores, generación de código, optimización de código, teoría de lenguajes formales y reconocimiento automático de sintaxis.

A lo largo del texto se dan ejemplos de partes de compiladores escritos en un lenguaje tipo ALGOL, del cual se da una breve descripción en el apéndice.

Este libro puede servir de referencia o de estudio personal para el programador profesional interesado o implicado en la construcción de un compilador o de texto para un curso sobre compiladores.

CLYDE N. HERRICK

INSTRUMENTOS Y MEDICIONES EN ELECTRONICA

Ediciones Bellaterra, S. A. Felipe de Paz, 12. Barcelona-14

Un volumen de 540 páginas (24 x 17 cm). 1975



El fundamento teórico de los instrumentos de medida electrónicos y los conceptos esenciales de las técnicas de medición, proporcionan al estudiante de electrónica los conocimientos necesarios para utilizar y elegir correctamente el aparato adecuado para cada medición, así como para su calibrado y mantenimiento.

Con el propósito de dar esta base teórica, el autor divide la obra en seis secciones:

Aparatos básicos de medida: voltímetros, amperímetros, y óhmetros.

Instrumentos tipo puente: puentes de resistencias, puentes de inductancias, puentes de capacidades y puentes de impedancias.

Instrumentos con imagen electrónica: osciloscopio básico, osciloscopios de uso general, osciloscopios de disparo sincronizado, oscilógrafos y registradores XY.

Instrumentos generadores: osciladores de audio, generadores de señal de radiofrecuencia, generadores de frecuencia de barrido, generadores de onda cuadrada y de impulsos.

Compradores de válvulas y dispositivos semiconductores.

Contadores electrónicos y frecuencímetros.

La descripción teórica de cada instrumento va acompañada de una explicación sobre su utilización, ajuste y puesta a punto, de sus aplicaciones, de esquemas e ilustraciones y de una colección de problemas y cuestiones al final de cada capítulo, que ayudarán a comprender mejor el texto.

Se dan además unos fundamentos de probabilidad y de análisis de error, adaptados a los aparatos de medida y a los resultados obtenidos en las medidas realizadas y sobre las limitaciones de los mismos.

El libro está orientado a estudiantes de electrónica y en general como obra de consulta para cualquier laboratorio de electrónica.

ESQUEMAS DE TV PHILIPS

Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15

Un volumen de 148 páginas. (31 x 21 cm). 1974

Los esquemas de televisión Philips que se facilitan en este libro corresponden a las campañas de 1966 a 1972 y a los siguientes modelos: 19 TE 425-A, 19 TE 426-A, 23 TE 427-A, 23 TE 428-A, 25 CE 429-A, 19 TE 531-A, 19 TE 532-A, 23 TE 533-A, 23 TE 534-A, 25 CE 535-A, E 19 T 541/00, E 23 T 543/00, E 23 T 544/00, E 19 T 542/00, E 20 T 551/00, E 24 T 554/00, E 24 T 553/00, E 24 T 555/00, E 20 T 661/00, E 20 T 662/00, E 24 T 663/00, E 24 T 664/00, E 12 T 700/00, E 12 T 700/01, E 20 T 672/00, E 24 T 673/00 y E 24 T 674/00.

Para cada uno de ellos se da, aparte del circuito eléctrico, el esquema de funcionamiento en bloques y los ajustes necesarios para la puesta a punto del aparato. Se da también una lista detallada de las piezas que intervienen en los modelos correspondientes a los cuatro últimos años 1969 a 1972.

Por tanto, este esquemario de televisión puede servir de guía a los técnicos de reparación y a los técnicos que por cualquier motivo estén interesados en los circuitos de televisión.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOC MOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Área de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 1102.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C.- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos.- Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.

**Aplicaciones
de la
Serie 30**

Micro

APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTÁTICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

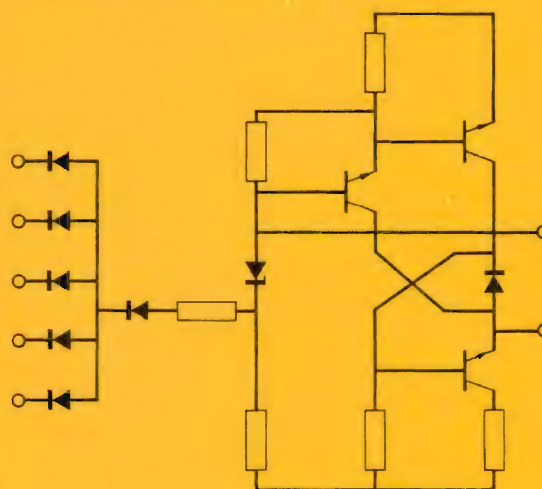
ELEVADA INMUNIDAD DINÁMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 % 15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo.....	0 °C a 70 °C
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador).....	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.....	10
estado ALTO.....	100
Margen de ruido c.c. alimentación 12 V.....	5 V
alimentación 15 V estado BAJO.....	5 V
estado ALTO.....	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

REVISTA *"Miniwatt"*

Vol. 14-Núm. 7

JULIO 1975

30 Ptas.



NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del conmutador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

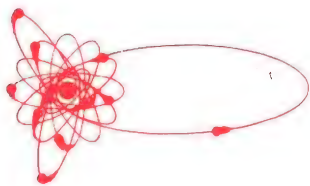
Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabricación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:

Compaginación:

Delineación:
M^a CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

Ro

Algunos tipos de barras de Ferroxube que ponen de manifiesto la variedad de tamaños (diámetro y longitud) disponibles.



ÍNDICE

AMPLIFICADOR DE VIDEO EN CLASE B	243
TRIACS: PROTECCION CONTRA TRANSITORIOS DE TENSION	251
ESCALAS CONTADORAS SINCRONAS CON CIRCUITOS INTEGRADOS DE LA SERIE FZ/30	253
APLICACIONES DE LOS TRIACS: CONMUTADORES PARA MOTOR	259
BIBLIOGRAFIA	279

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	kelvin	K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián	rad	
Angulo sólido	estereorradián	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m ²
Volumen	metro cúbico		m ³
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	1/s
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m ³
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo cuadrado		m/s ²
Aceleración angular	radián por segundo cuadrado		rad/s ²
Fuerza	newton	N	kg·m/s ²
Presión (tensión mecánica)	pascal	Pa	N/m ²
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m ² /s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa·s	N·s/m ²
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia eléctrica	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	C/V
Flujo de inducción magnética	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	Wb/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m ²
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m ²
Illuminancia	lux	lx	lm/m ²
Número de ondas	una onda por metro		1/m
Entropía	julio por kelvin		J/K
Calor másico	julio por kilogramo kelvin		J/(kg·K)
Conductividad térmica	vatio por metro kelvin		W(m·K)
Intensidad energética	vatio por estereorradián		W/sr
Actividad (de una fuente radiactiva)	una desintegración por segundo		1/s

	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
MULTIPLIOS	tera	T	10 ¹²
	giga	G	10 ⁹
	mega	M	10 ⁶
	kilo	k	10 ³
	hecto	h	10 ²
	deca	da	10

	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
SUBMULTIPLIOS	deci	d	10 ⁻¹
	centi	c	10 ⁻²
	mili	m	10 ⁻³
	micro	μ	10 ⁻⁶
	nano	n	10 ⁻⁹
	pico	p	10 ⁻¹²
	femto	f	10 ⁻¹⁵
	atto	a	10 ⁻¹⁸

AMPLIFICADOR DE VIDEO EN CLASE B

Se describe un amplificador de vídeo en clase B para receptor de televisión en color en el que se emplean los transistores BF422 y BF423. Con un rendimiento equivalente al de los amplificadores en clase A, este nuevo circuito aporta un considerable ahorro en consumo de energía.

Introducción

Ahora que el ahorro de energía es de suma importancia, la disipación de 25 W de los tres amplificadores de salida de vídeo en clase A en un receptor de color parece un insulto a las disipaciones felizmente reducidas de los otros circuitos. Después del desarrollo de los transistores BF422 y BF423 de salida de vídeo complementarios que abrieron el camino para el diseño de un nuevo amplificador de salida en clase B, pudimos realizar una versión que disipa sólo *dos vatios*. El rendimiento y el precio son iguales a los del amplificador en clase A.

Rendimiento

Tensión de alimentación	160 V
Tensión de salida pico a pico de vídeo	100 V
Gama de brillos	30 V
Ancho de banda a -1 dB para pequeñas señales	> 5 MHz
Ancho de banda a -3 dB para pequeñas señales	> 7 MHz
Atenuación a 1 dB con referencia a 100 V p.p. en 1 MHz	4 MHz

Atenuación a 3 dB con referencia a

100 V p.p. en 1 MHz	4,8 MHz
Tiempo de subida y caída (100 V p.p.)	< 100 ns
Sobreimpulso	< 4%
Disipación total (R + G + B)	1,5 W a 3,5 W.

Resumen de características del transistor

Las características más importantes de los nuevos transistores BF422 y BF423 (NPN y PNP respectivamente) son:

Tensión colector-emisor (base en circuito abierto)	V_{CEO} máx 250 V
Corriente de colector (valor de pico)	I_{CM} máx 100 mA
Disipación total de potencia a $T_{amb} = 60^{\circ}\text{C}$	P_{tot} máx 600 mW
Ganancia de corriente continua a $T_j = 25^{\circ}\text{C}$; $I_C = 25$ mA y $V_{CE} = 20$ V	$h_{FE} > 50$
Frecuencia de transición a $I_E = 10$ mA; $V_{CB} = 10$ V	$f_T > 60$ MHz
Capacidad de realimentación a $f = 0,5$ MHz, $I_E = 0$; $V_{CB} = 30$ V	$C_{re} < 1,6$ pF

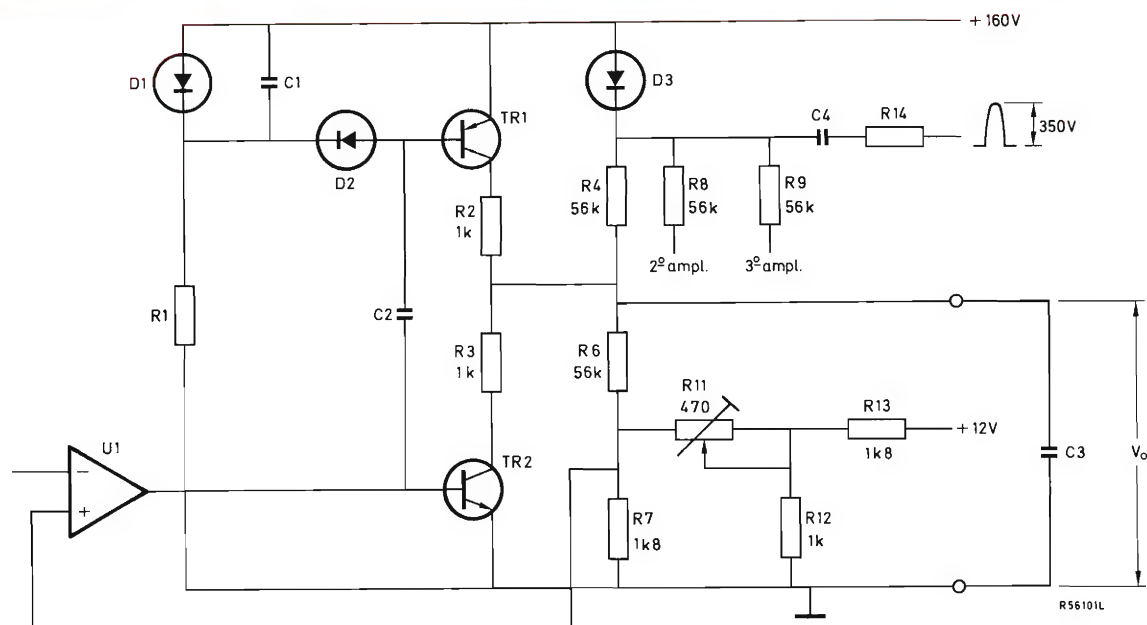


Figura 1. Amplificador de vídeo en clase B con realimentación de c.c.; R_{11} es para el control de ganancia.

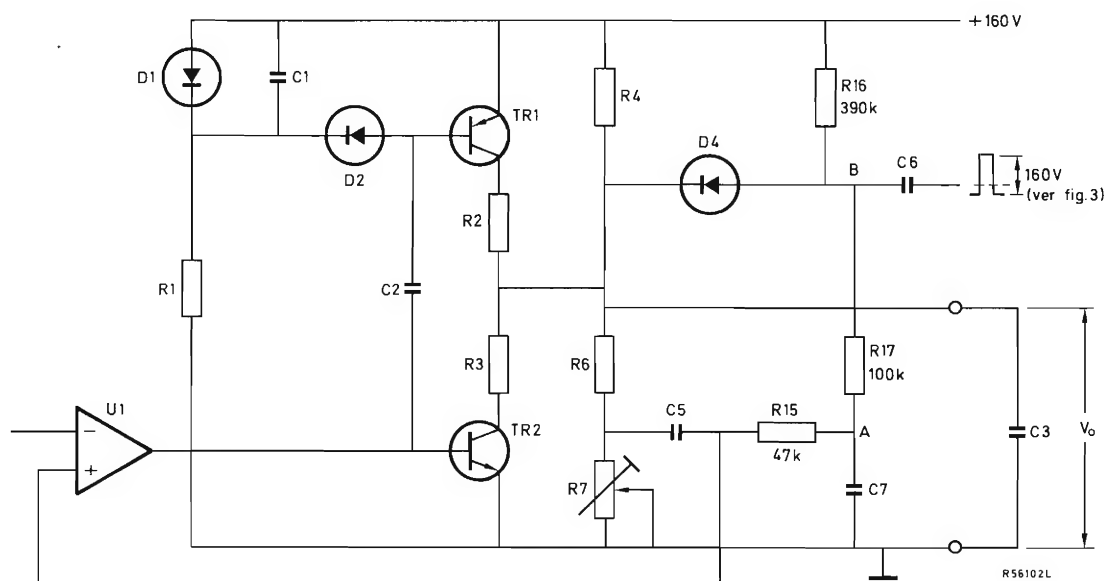


Figura 2. Amplificador de vídeo en clase B con realimentación de nivel fijo; R_7 es para el control de ganancia.

Descripción del circuito

La figura 1 muestra una de las tres etapas de salida complementaria con su etapa excitadora U_1 (TBA530). Con $R_4 = R_6 + R_7$, las disipaciones de los transistores TR_1 y TR_2 son iguales. Sin excitación, la corriente de colector es igual a cero y la tensión de salida V_O (a través de C_3) es la mitad de la tensión de alimentación de 160 V. La carga de salida es fundamentalmente capacitiva (C_3 + capacidad de circuito impreso).

Sin excitación TR_1 y TR_2 están cortados y $V_O = 80$ V. La conducción de TR_1 carga a C_3 de modo que V_O se hace mayor que 80 V (imagen negra): la conducción de TR_2 descarga a C_3 de modo que V_O se hace menor que 80 V (imagen brillante). Los transistores se excitan por la salida de U_1 . Una corriente de base negativa $I_{B\ TR_1}$ hace que TR_1 conduzca y que se cargue C_2 de modo que la tensión de salida de U_1 debe volverse negativa. La acción del generador de corriente de U_1 se mejora por medio de una fuerte realimentación y continúa hasta que se alcanza el límite de la tensión de salida de U_1 para el cual TR_1 se corta. Esto significa que, sin medidas especiales, la imagen puede ser negra sólo para pocas líneas.

Después de la conducción de TR_1 , cualquier subsiguiente excitación positiva primero descarga rápidamente C_2 a través de D_2 en C_1 , seguido inmediatamente por la conducción de TR_2 . Entre dos descargas consecutivas de C_2 , el condensador C_1 se descarga a través de R_1 hasta 0,7 V (V_{FD1}).

Las dos principales ventajas de esta excitación son:

- A través de los transistores no circula corriente de reposo, de modo que la disipación por transistor es menor que 100 mW para un contenido de imagen normal. Sin excitación, sólo circula c.c. a través de R_4 , R_6 y R_7 y a través de R_1 y D_1 .
- Protección total contra cortocircuito de la salida a masa.

Dos consecuencias de esta excitación son:

- Distorsión de cruce, que puede eliminarse reduciendo el escalón de la tensión de excitación por medio de D_1 y excitando con una corriente constantemente creciente o decreciente. Esta corriente de excitación se obtiene por medio de una fuerte realimentación que fuerza a la tensión de excitación a compensar la diferencia que queda entre las dos tensiones de base en un tiempo que se aproxima a cero.

- Deben tomarse medidas especiales para que C_2 se descargue a través de D_2 una vez cada período de línea. Esto se asegura por una excitación positiva de TR_2 durante el retorno.

Es TR_1 que tiende a conducir durante el tiempo de retorno porque la entrada de U_1 está en el nivel de negro. Para hacer cesar la conducción de TR_1 , la corriente a través de la resistencia de su colector momentáneamente se deriva completamente por otra alimentación (la tensión impulso de fijación en una realimentación con nivel fijo, o una tensión impulso separada en el caso de realimentación de c.c.). Como la línea de realimentación mantiene la salida en el nivel de negro, el transistor TR_1 se cortará. Pero haciendo que la corriente derivada exceda a la corriente de colector durante el tiempo de retorno, la excitación directa resultante de TR_2 asegurará la descarga de C_2 .

Realimentación

Si el nivel de negro correcto existe en la entrada de U_1 , es suficiente realimentación de c.c. (que es una solución más barata que la realimentación con nivel fijo). La realimentación con nivel fijo se prefiere cuando se utiliza un tubo de imagen con un cañón electrónico integrado, porque los niveles de negro en las salidas de los tres amplificadores pueden entonces ajustarse separadamente. Se describirá primero la realimentación de c.c.: las tensiones utilizadas son solamente ilustrativas.

Realimentación de c.c.

La figura 1 muestra el circuito de salida con realimentación de c.c. La ganancia (nominalmente 100) está determinada por las resistencias de R_6 y R_7 // ($R_{11} + R_{12}$ // R_{13}) de realimentación. La ganancia puede fijarse por medio de R_{11} .

Los valores de R_6 y R_7 definen el nivel de negro. En el nivel de negro la entrada U_1 está a 4,3 V, valor que iguala a la tensión en el terminal de la izquierda de R_{11} . Como el terminal de la derecha de R_{11} está también a 4,3 V (no circula corriente a través de R_{11}), el ajuste de la ganancia no afectará al nivel de negro.

El impulso de 350 V que provoca la conducción de TR_2 y la descarga de C_2 , se alimenta por C_4 y R_{14} hasta la parte superior de R_4 de manera que D_3 se bloquee y, sin realimentación, V_O sobrepasaría el nivel de negro. Los valores R_8 y R_9 indican los resistores que corresponden a R_4 en los otros dos amplificadores. Es evidente,

pues, que D_3 , R_{14} y C_4 son comunes a los tres amplificadores. Esto también es cierto para D_1 , C_1 y R_1 .

Realimentación con nivel fijo

La figura 2 muestra un circuito que fija el nivel de negro con realimentación de c.c. y c.a. separadas. El uso de la fuerte realimentación de c.c. se hace para un nivel de negro sumamente estable.

La realimentación de c.a., derivada del divisor de tensión R_6 y R_7 , se toma a través de C_5 y se combina con la realimentación de c.c. obtenida a través de R_{15} .

El nivel de negro de salida, V_{OB} , se detecta por D_4 y C_6 y carga a C_7 a través de R_{17} . La tensión entre los terminales de C_7 será menor que V_{OB} por la diferencia entre el valor de pico y el valor medio del impulso de fijación (fig. 3) que se aplica a C_6 durante el tiempo de retorno. Esta tensión se filtra por R_{17} y C_7 de modo que sólo permanece la componente de c.c., la cual se ajusta por el nivel de negro de salida. La conducción de D_4 durante la fijación está asegurada por R_{16} .

Debido a que la corriente resultante del diodo se inyecta a la salida del amplificador (unión de R_2 y R_3), TR_1 se bloquea y TR_2 se excita a conducción por la realimentación de c.a., descargando a C_2 como se describió anteriormente.

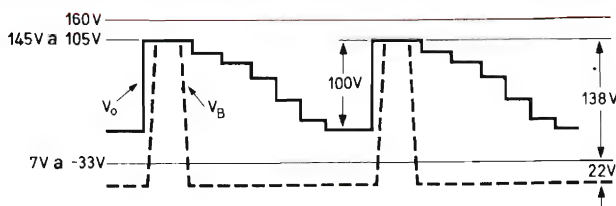


Figura 3. Formas de onda presentes en la salida (V_O) y en el punto B (V_B) de la figura 2.

Excitación de cañón electrónico integrado

Para los tubos de imagen con rejillas g_2 interconectadas, las tensiones de corte deben ajustarse en los cátodos. Por esta razón, los tres conmutadores " V_{g2} " deben estar ahora en los amplificadores de vídeo. El amplificador con realimentación de nivel fijo descrito es ideal para esta situación debido a que permite el ajuste independiente de ganancia y de nivel de negro.

El nivel de negro de salida puede regularse por una de las dos formas: variando la amplitud del impulso de fijación, o por inyección de corriente en C_7 , a través del

cual se presenta la realimentación de c.c.; el último método es el utilizado en nuestro diseño. El circuito de la figura 4 contiene una elegante solución al permitir que la corriente a través de R_{16} circule a través de una parte de R_{17} .

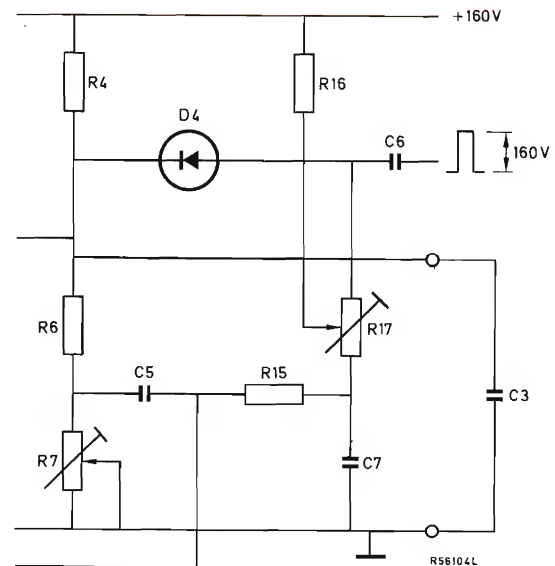


Figura 4. Parte del esquema del circuito de la figura 2 modificado para un cañón electrónico integrado: El resistor R_7 es para el control de ganancia y R_{17} para el control del nivel de negro.

Esquema del circuito para realimentación con nivel fijo

La figura 5 muestra el esquema de circuito completo para realimentación con nivel fijo. El valor R_{18} es el resistor de base para TR_2 y R_{19} el resistor de carga para el circuito integrado amplificador: el condensador C_8 desacopla la unión Zener del circuito integrado para alta frecuencia. El impulso de 160 V se obtiene limitando un impulso de línea de 350 V a 0 V y 160 V (estabilizados). Los transistores de salida están bien protegidos contra la descarga del tubo por medio de un descargador, un resistor de 1,5 k Ω en el circuito impreso del soporte del tubo imagen, y D_5 y C_9 en el circuito impreso de vídeo. Los conmutadores S_1 y la sustitución de los resistores R_{11} por potenciómetros R_{11} son necesarios sólo cuando se usa un tubo imagen con cañón electrónico integrado.

Placa de circuito impreso (fig. 6)

Para el trazado del circuito impreso hay que tener en cuenta los siguientes puntos:

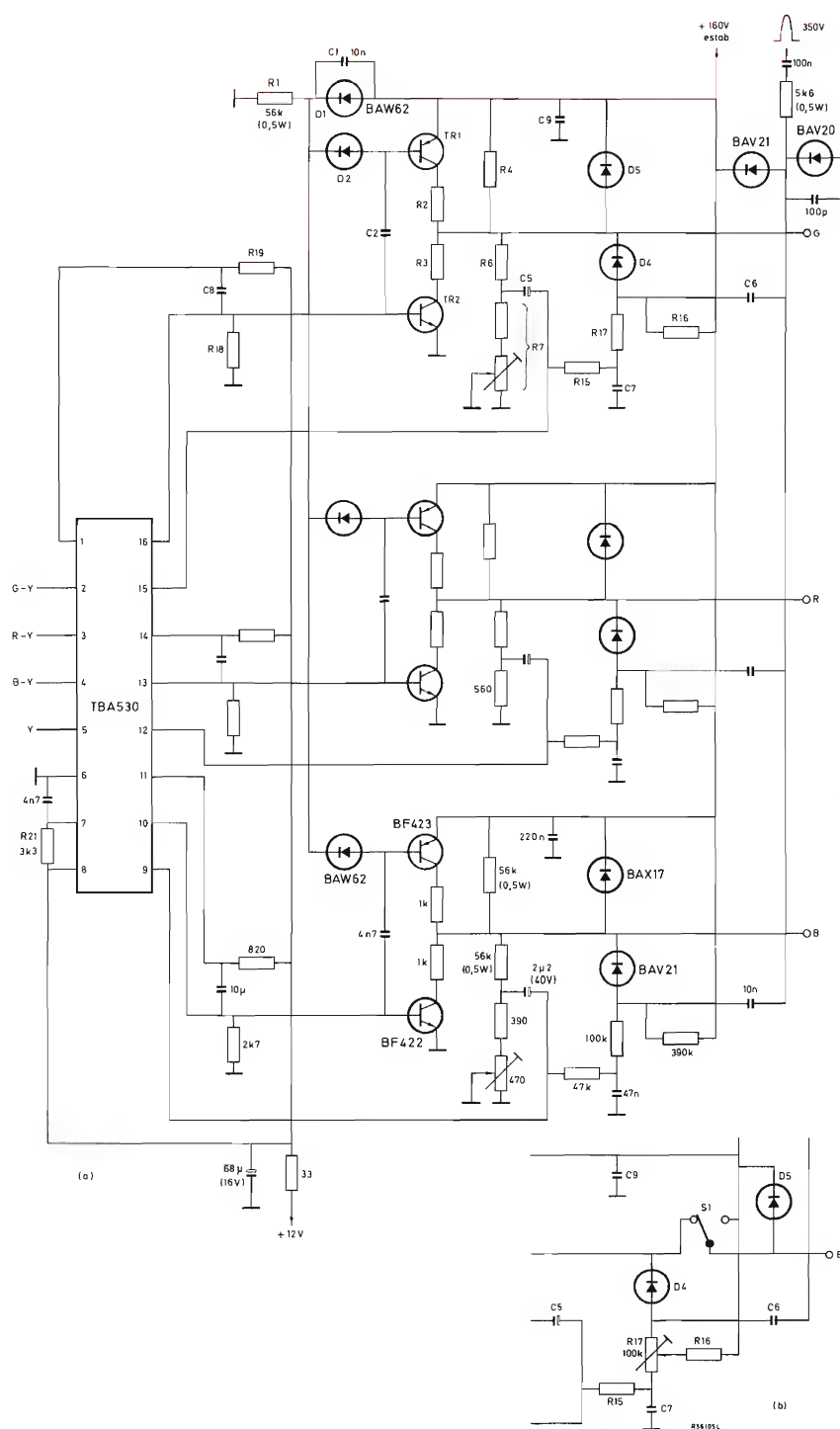


Figura 5a. Amplificador de vídeo RGB completo con excitación y etapa de salida complementaria con realimentación de nivel fijo.

Figura 5b. Amplificador de vídeo en clase B modificado para excitación de cañón electrónico integrado. Los amplificadores de vídeo R y G deben modificarse del mismo modo.

- Los resistores R_7 deben conectarse directamente a masa por U_1 separados de otros puntos de masa.
- El resistor R_6 debe shuntarse por un pequeño condensador (0,3 pF) de corrección de frecuencias para suprimir las oscilaciones de alta frecuencia. Para ello se introduce en el circuito impreso una capacidad parásita.
- El condensador C_9 del amplificador intermedio puede suprimirse utilizando cortas conexiones impresas entre los emisores de los tres transistores NPN y PNP.
- Se usa una superficie de 1 cm^2 como radiador de calor para cada transistor.
- El amplificador intermedio en el circuito impreso, y el hilo central del cable se usa para la señal de rojo. En consecuencia, la capacidad de carga en la excitación

de modo común es menor para el amplificador de rojo, el cual normalmente tiene la salida más alta.

Disipación del transistor

La carga capacitiva provoca máxima disipación de colector, en condiciones de alta frecuencia/alta excitación (5 MHz/100 V_{pp}). Los aspectos que determinan la disipación del transistor son los siguientes.

Tensión de alimentación

Para mantener la disipación del transistor lo más baja posible, debe utilizarse la menor tensión de alimentación tolerable. La mínima tensión de alimentación permisible se determina del siguiente modo.

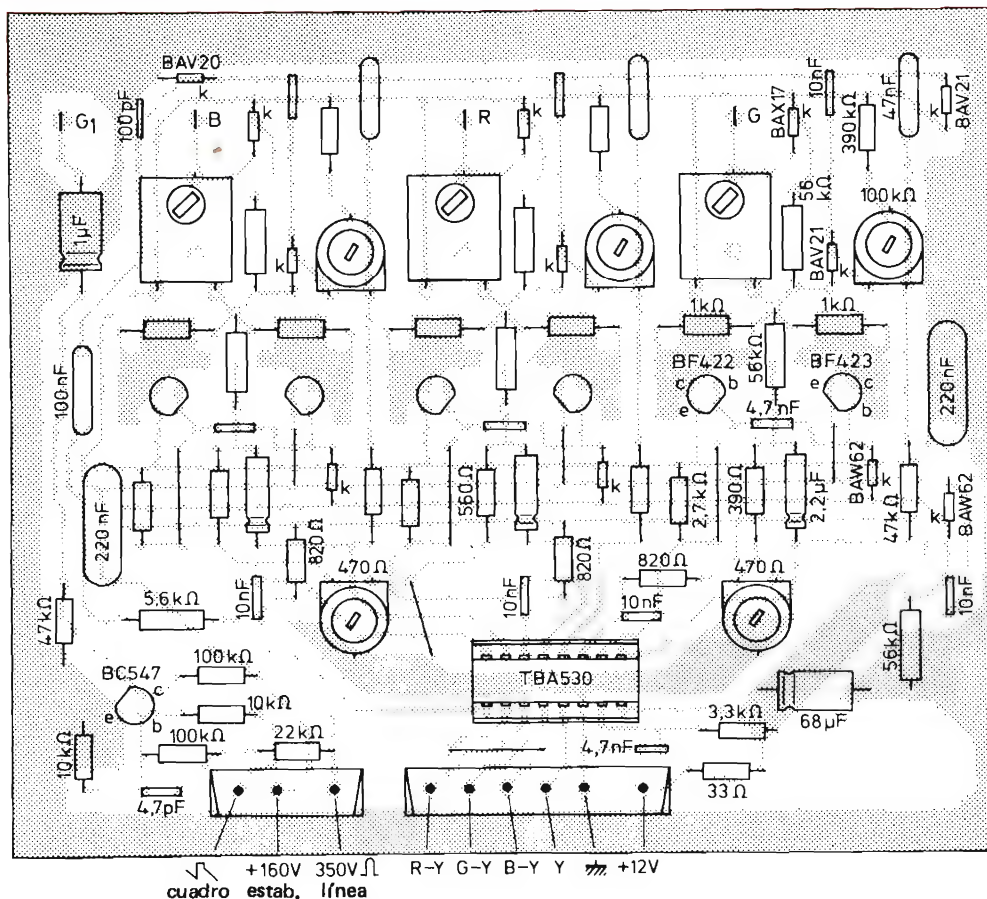


Figura 6. Placa de circuito impreso (lado de componentes) del esquema de circuito de la figura 5b. La esquina inferior derecha está reservada para un circuito de borrado para g_1 .

Se supone que la máxima tensión de salida requerida comprende la señal de vídeo pico-pico (100 V) y la gama de brillo (30 V). Además, debe preverse una tolerancia para las tensiones de codo de alta frecuencia del transistor y para la caída de tensión a través de los resistores de colector (supongamos otros 30 V). La tensión de codo de alta frecuencia será baja debido a la realimentación. Así, la mínima tensión de alimentación aceptable es de 160 V, que es la misma que la de una etapa de desviación de línea transistorizada.

Un amplificador en clase A requeriría una tensión de alimentación más alta para obtener tiempos de subida suficientemente grandes en salida alta. Una etapa en clase B es superior en este aspecto ya que el transistor superior puede cargar eficazmente la carga capacitiva.

Capacidad de carga

Con las salidas de los dos amplificadores conectadas a masa, la carga capacitiva del tercer amplificador (C_3 en la figura 2) es de 16 pF (5 pF de cátodo, 3 pF del circuito impreso en el soporte del tubo imagen y 8 pF del cable conector RGB de 50 cm). No obstante, para las altas frecuencias en las que la disipación es máxima, no se transmite ninguna señal de color, de modo que los cátodos se excitan de modo común. En este caso la capacidad de carga de cada amplificador es sólo de 10 pF. El margen de un 30% de diferencia de ganancia entre los tres amplificadores para obtener el blanco normalizado requerido en la pantalla, aumenta la capacidad de carga de cada amplificador a 12 pF. La carga capacitiva de colector total C_{tot} incluye 10 pF extra (circuito impreso y capacidades de componentes), de modo que $C_{tot} \approx 22$ pF.

Resistor de colector

Puesto que sólo un transistor de salida trabaja cada vez, los colectores pueden considerarse como si estuviesen conectados con una resistencia $R_s = R_2 = R_3$ en serie con la carga. Aunque la variación de tensión en los colectores debe ser un poco mayor para obtener la misma variación de tensión a través de C_3 que sin el resistor, la disipación del transistor será considerablemente menor. La figura 7 muestra que el producto tensión-corriente se reduce a la zona rayada de la diferencia de tensión entre las dos formas de onda (medida a partir de 160 V para TR_1 y a partir de 0 V para TR_2). Esto es debido al decrecimiento del desfase que se ha introducido entre corrien-

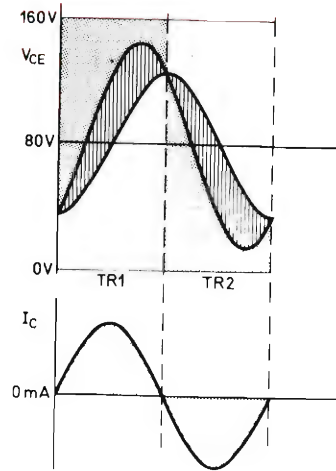


Figura 7. Formas de onda que ilustran el decrecimiento en la disipación del transistor al introducir los resistores R_2 y R_3 .

te y tensión. Es una importante ventaja el que la diferencia de tensión sea mayor para corriente más elevada.

Otra ventaja es que un resistor de colector protege a TR_2 de averías si la salida se cortocircuita para la tensión de alimentación. Sin embargo, utilizando dos resistores de colector, los colectores de los transistores de salida no estarán interconectados, de modo que cuando un transistor se satura y el otro se excita repentinamente a conducción, la disipación en el último transistor será menor que con un sólo resistor, y la tensión de salida responderá más fácilmente.

Excitación de base

La velocidad de subida y caída de tensión de salida dV_O/dt (y por tanto I_C) está limitada por la máxima excitación de base disponible I_{BM} y por la capacidad colector-base C_b de los dos transistores ($C_b = 2C_{re} +$ capacidad parásita). Por tanto, $I_{CM} = I_{BM} \times C_{tot}/C_b$ (sólo válida para $h_{FE} \gg C_{tot}/C_b$). Esto quiere decir que el máximo consumo de corriente y la respuesta en salto positivo o negativo están determinados principalmente por los valores $\pm I_{BM}$. Igualando $+I_{BM}$ a $-(-I_{BM})$, con la ayuda de R_{19} y R_{21} en la figura 5, los tiempos de subida y caída de la salida serán los mismos, y no habrá desplazamiento de c.c. para las altas frecuencias de vídeo. La fórmula para I_{CM} muestra de este modo que los dos transistores no necesitan estar equilibrados para h_{FE} y C_{re} .

Limitación del ancho de banda

En un receptor las amplitudes de alta frecuencia de la señal de vídeo en la entrada del TBA530 están algo restringidas debido a las trampas de sonido y portadora y a los filtros de pasa bajos. Por tanto, la máxima disipación que puede generarse en los transistores de salida de vídeo por medio de cualquier señal de antena es siempre menor que la provocada por la excitación directa del circuito integrado con una señal prueba de vídeo fuertemente desfavorable.

Los valores de C_{tot} , R_2 , R_3 y I_{BM} , resultantes de las precedentes consideraciones de diseño, restringen la disipación máxima en excitación directa del TBA530 a unos 600 mW. La disipación medida en un receptor, con

trampa de 4,4 MHz inoperante y la señal en la entrada de antena, se dan a continuación:

<i>Condición de la señal</i>	<i>Disipación/transistor</i>
Recepción normal	50 mW a 100 mW
Imagen ruidosa débil	100 mW a 150 mW
No sintonizada	200 mW a 300 mW
Generador de prueba modulado con vídeo de h.f. (generador y receptor sintonizados para la disipación máxima en los transistores de salida)	450 mW

El interface directo con el equipo audio-visual dará valores similares.

TRIACS: PROTECCION CONTRA TRANSITORIOS DE TENSION

En este artículo se describen unos sencillos circuitos para la supresión de transitorios en circuitos con triacs. Se recomienda su empleo para evitar el disparo no deseado del triac cuando se sobrepasa la tensión de ruptura o la velocidad de subida de la tensión.

Los transitorios de la tensión de red producen disparo indeseable cuando se sobrepasa la tensión de ruptura o la velocidad máxima de aumento de la tensión. Si la carga es una lámpara de incandescencia o un motor, el flujo de corriente resultante puede ser perjudicial.

Los transitorios se originan por chispas, conmutaciones en circuitos próximos, etc., o pueden ser producidos por el contactor que se incluye en el propio circuito del triac para aislamiento seguro. Cuando el contactor se cierra, la tensión del triac puede aumentar a una velocidad de $1000 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Los transitorios pueden ser suprimidos por medio de un filtro de entrada LC, diodos recortadores, diodos supresores de transitorios, resistores dependientes de la tensión (VDR), etc.

Los circuitos de las figuras 1 y 2 emplean un puente con diodos para recorte de transitorios. Cuando se produce un transitorio, los diodos conducen y la energía transitoria se almacena en el condensador polarizado. El condensador de 10 nF elimina los

componentes de alta frecuencia del transitorio. El resistor R_I limita la corriente de carga del condensador a un valor inferior al de la corriente repetitiva.

Tabla 1. Componentes recomendados para supresión de transitorios.

fig.	componentes	especificación
1	R_1	10Ω , 2 W, 10 %
	R_2	$27 \text{ k}\Omega$, 4 W, 10 %
	R_3	33Ω , 2 W, 10 %
	C_1	$5 \mu\text{F}$, 350 V d.c., $-10\%/+30\%$
	C_2	10 nF , 400 V, 20 %
	C_3	$0,15 \mu\text{F}$, 1000 V, 20 %
	L_1	
2	D_1 to D_4	BYX 45-800 R
	R_1	22Ω , 4 W, 10 %
	$R_{2a} = R_{2b}$	$18 \text{ k}\Omega$, 4 W, 10 %
	R_3	33Ω , 2 W, 10 %
	$C_{1a} = C_{1b}$	$20 \mu\text{F}$, 350 V d.c., $-10\%/+30\%$
	C_2	10 nF , 1000 V, 20 %
	C_3	$0,15 \mu\text{F}$, 1000 V, 20 %
	L_1	
	D_1 to D_6	BYX45-1000 R

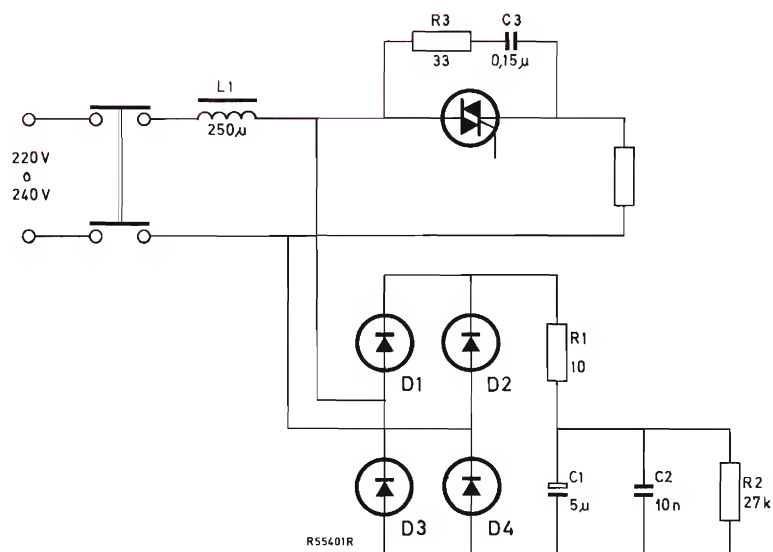


Figura 1. Supresión de transitorios en un circuito monofásico.

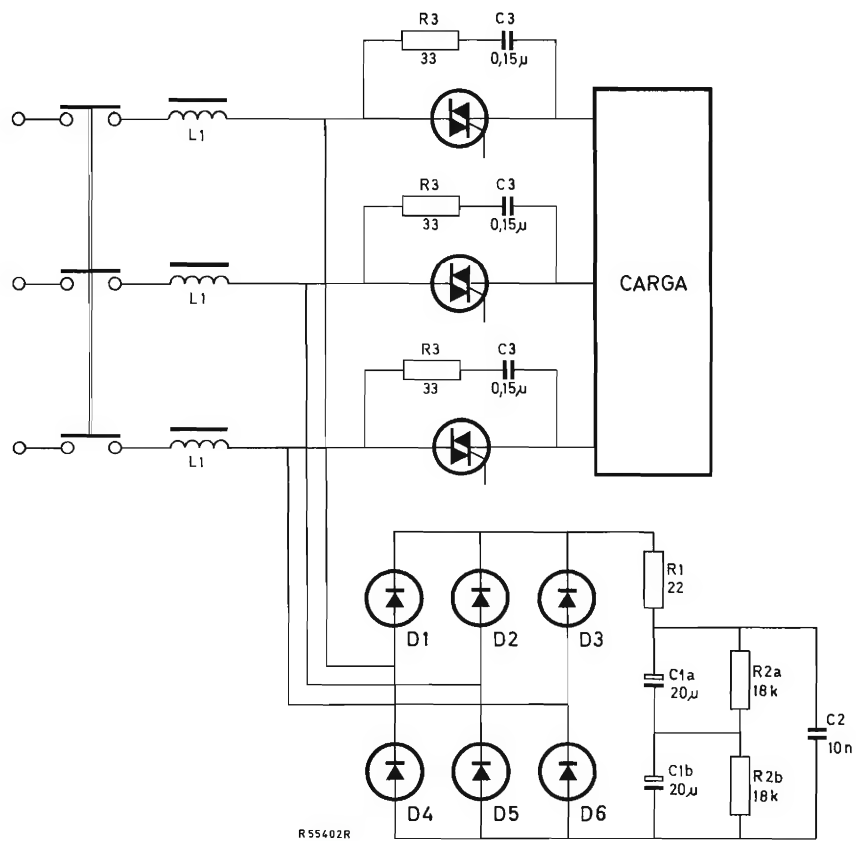


Figura 2. Supresión de transitorios en un circuito trifásico.

ESCALAS CONTADORAS SINCRONAS CON CIRCUITOS INTEGRADOS DE LA SERIE FZ/30

Se describen en este artículo circuitos básicos de escalas contadoras síncronas y se dan normas para la realización de contadores de cualquier capacidad a partir de estos circuitos básicos.

Empleando circuitos integrados de la serie FZ/30 pueden realizarse fácilmente contadores de distinta capacidad. La tabla que publicamos en las siguientes páginas muestra los circuitos, los diagramas de fases, los componentes empleados y las cargabilidades de la entrada, de la puesta a cero y de las distintas salidas para contadores básicos de módulos 3, 4, 5, 6 y 7.

La combinación de estos contadores y el contador básico de módulo 2 (formado por un solo bistable) permite la construcción de una gran variedad de contadores de distinta capacidad:

Contador	Circuito
2	módulo 2 (un bistable)
3	módulo 3
4	módulo 4
5	módulo 5
6	módulo 6
7	módulo 7
8	módulo 2 + módulo 4
9	módulo 3 + módulo 3
10	módulo 2 + módulo 5
11	número primo

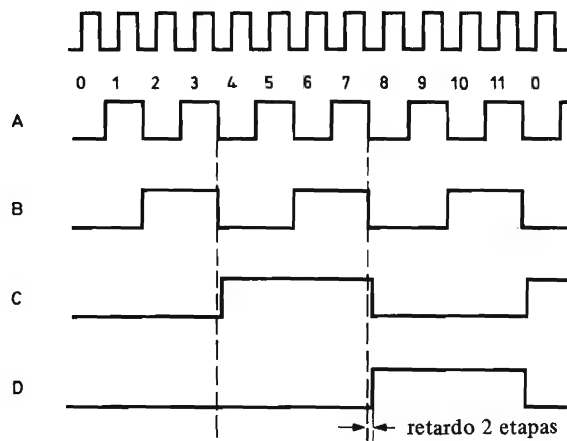
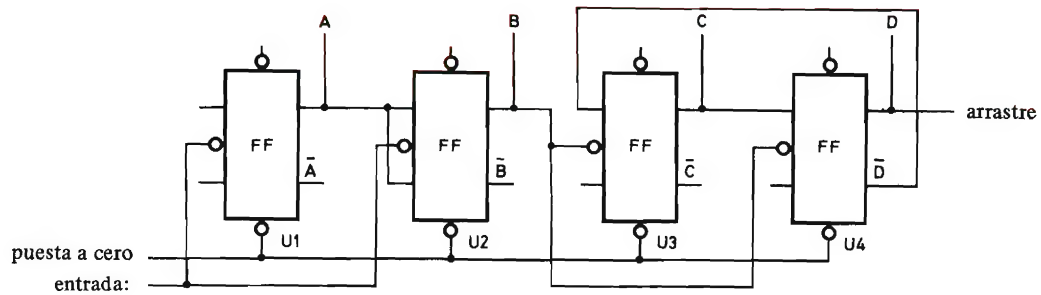
12	módulo 3 + módulo 4
13	número primo
14	módulo 2 + módulo 7
15	módulo 3 + módulo 5
16	módulo 4 + módulo 4
17	número primo
18	módulo 2 + módulo 3 + módulo 3 + + módulo 3 + módulo 6
19	número primo
20	módulo 4 + módulo 5
etc.	etc.

Como ejemplo damos el circuito de un contador de escala 12 y el de un contador de escala 11 (número primo).
El circuito del contador de escala 12 se obtiene con la combinación de un contador módulo 3 y un contador módulo 4. Como puede verse, cada sección de contador es síncrona, pero el acoplamiento entre secciones es asíncrono (una versión totalmente síncrona sería más compleja). El diagrama de fases refleja esta condición asíncrona con el pequeño retraso que se produce.

		CONTADOR MODULO 3	CONTADOR MODULO 4	CONTADOR MODULO 5																																																			
CIRCUITO																																																							
DIAGRAMA DE FASES																																																							
TABLA DE ESTADO		<table><tr><th></th><th>A</th><th>B</th></tr><tr><td>0</td><td>L</td><td>L</td></tr><tr><td>1</td><td>H</td><td>L</td></tr><tr><td>2</td><td>L</td><td>H</td></tr></table>		A	B	0	L	L	1	H	L	2	L	H	<table><tr><th></th><th>A</th><th>B</th></tr><tr><td>0</td><td>L</td><td>L</td></tr><tr><td>1</td><td>H</td><td>L</td></tr><tr><td>2</td><td>L</td><td>H</td></tr><tr><td>3</td><td>H</td><td>H</td></tr></table>		A	B	0	L	L	1	H	L	2	L	H	3	H	H	<table><tr><th></th><th>A</th><th>B</th><th>C</th></tr><tr><td>0</td><td>L</td><td>L</td><td>L</td></tr><tr><td>1</td><td>H</td><td>L</td><td>L</td></tr><tr><td>2</td><td>L</td><td>H</td><td>L</td></tr><tr><td>3</td><td>H</td><td>H</td><td>L</td></tr><tr><td>4</td><td>L</td><td>L</td><td>H</td></tr></table>		A	B	C	0	L	L	L	1	H	L	L	2	L	H	L	3	H	H	L	4	L	L	H
	A	B																																																					
0	L	L																																																					
1	H	L																																																					
2	L	H																																																					
	A	B																																																					
0	L	L																																																					
1	H	L																																																					
2	L	H																																																					
3	H	H																																																					
	A	B	C																																																				
0	L	L	L																																																				
1	H	L	L																																																				
2	L	H	L																																																				
3	H	H	L																																																				
4	L	L	H																																																				
COMPONENTES	U ₁	FF31 (FF30)	FF31 (FF30)	FF31 (FF30)																																																			
	U ₂	FF31 (FF30)	FF31 (FF30)	FF31 (FF30)																																																			
	U ₃	—	—	FF31 (FF30)																																																			
	U ₄	—	—	¹ / ₂ . 2. NAND 31																																																			
	U ₅	—	—	¹ / ₄ . 4. NAND 30																																																			
CARGABILIDAD (U.C.)	Entrada	4	4	6																																																			
	Puesta a 0	3	3	4,5																																																			
	Salidas	A	9	7																																																			
		B	10	10																																																			
		C	—	10																																																			
		\bar{A}	10	10																																																			
		\bar{B}	9	10																																																			
		\bar{C}	—	7																																																			

CONTADOR MODULO 6	CONTADOR MODULO 7																																													
<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th></tr><tr><td>0</td><td>L</td><td>L</td></tr><tr><td>1</td><td>H</td><td>L</td></tr><tr><td>2</td><td>L</td><td>H</td></tr><tr><td>3</td><td>H</td><td>H</td></tr><tr><td>4</td><td>L</td><td>L</td></tr><tr><td>5</td><td>H</td><td>L</td></tr></table>	A	B	C	0	L	L	1	H	L	2	L	H	3	H	H	4	L	L	5	H	L	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>C</th></tr><tr><td>0</td><td>L</td><td>L</td></tr><tr><td>1</td><td>H</td><td>L</td></tr><tr><td>2</td><td>L</td><td>H</td></tr><tr><td>3</td><td>H</td><td>H</td></tr><tr><td>4</td><td>L</td><td>L</td></tr><tr><td>5</td><td>H</td><td>L</td></tr><tr><td>6</td><td>L</td><td>H</td></tr></table>	A	B	C	0	L	L	1	H	L	2	L	H	3	H	H	4	L	L	5	H	L	6	L	H
A	B	C																																												
0	L	L																																												
1	H	L																																												
2	L	H																																												
3	H	H																																												
4	L	L																																												
5	H	L																																												
A	B	C																																												
0	L	L																																												
1	H	L																																												
2	L	H																																												
3	H	H																																												
4	L	L																																												
5	H	L																																												
6	L	H																																												
FF30	FF31 (FF30)																																													
FF30	FF31 (FF30)																																													
FF30	FF31 (FF30)																																													
—	1/4, 4. NAND 30 (1/2, 2. NAND 31)																																													
—	1/4, 4. NAND 30 (1/2, 2. NAND 31)																																													
6	6																																													
4,5	4,5																																													
6	8																																													
9	7																																													
10	9																																													
10	9																																													
10	10																																													
9	9																																													

Contador módulo 12



	A	B	C	D
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H
10	L	H	L	H
11	H	H	L	H

Componentes

$U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = \text{FF31 (o FF30)}$.

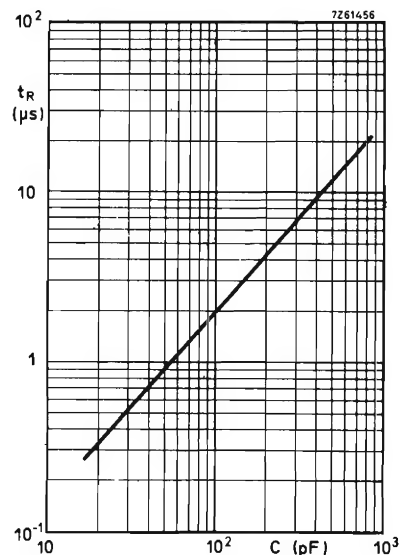
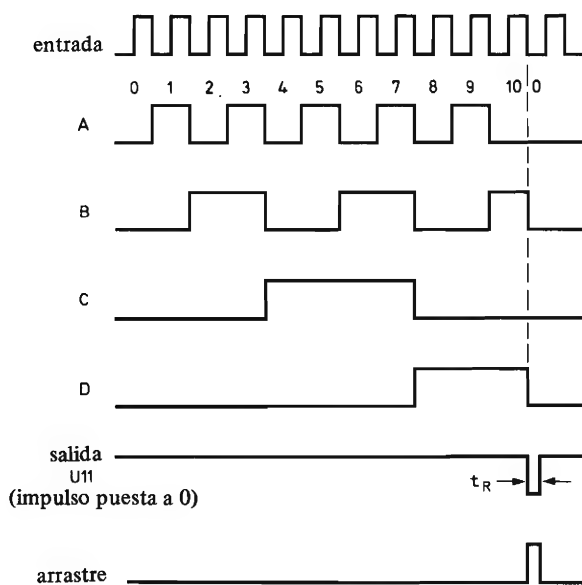
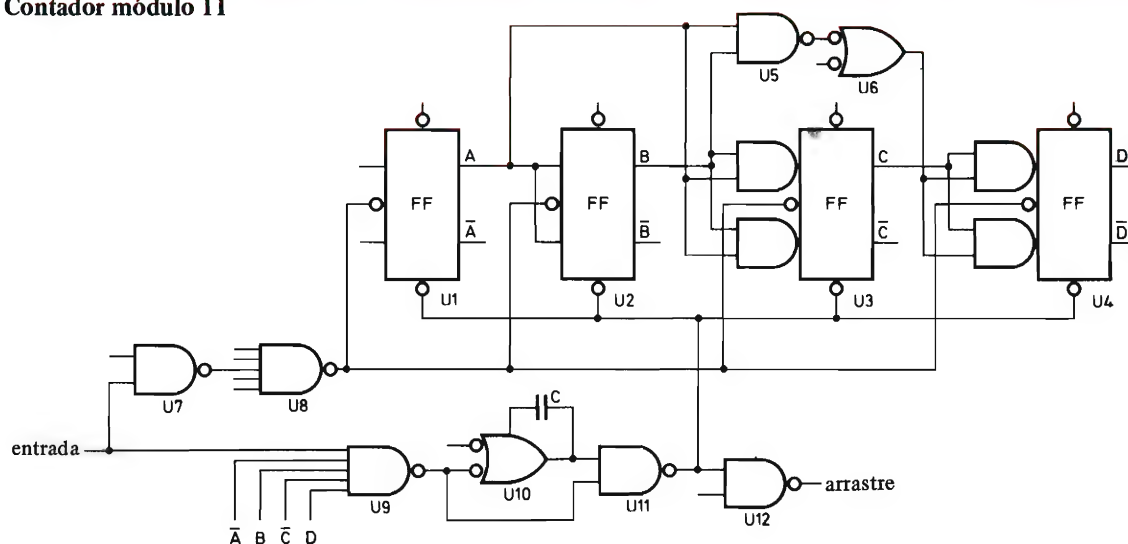
Cargabilidad de entrada

Puesta a cero: 4 U.C. (2 U.C./FF).
 Entrada: 6 U.C. (1.5 U.C./FF).

Cargabilidad de salida

A: 8 U.C. \bar{A} : 10 U.C.
 B: 6 U.C. \bar{B} : 10 U.C.
 C: 9 U.C. \bar{C} : 10 U.C.
 D: 10 U.C. \bar{D} : 9 U.C.

Contador módulo 11



Componentes

$U_1 = U_2$ = FF30 (o FF31);
 $U_3 = U_4$ = FF30;
 $U_5 = U_6 = U_7 = U_{10} = U_{11} = U_{12}$ = $\frac{1}{4}$ 4.NAND30;
 $U_8 = U_9$ = $\frac{1}{2}$ 2.NAND31.

Cargabilidad de salida

A: 5 U.C. \bar{A} : 9 U.C.
 B: 6 U.C. \bar{B} : 10 U.C.
 C: 8 U.C. \bar{C} : 9 U.C.
 D: 9 U.C. \bar{D} : 10 U.C.

Cargabilidad de entrada

Entrada: 2 U.C.

El contador de escala 11 puede servirnos como modelo para la construcción de un contador cualquiera, y particularmente de número impar o número primo. Las normas a seguir son las siguientes:

1. Emplear el circuito contador binario cuya etapa de conteo inalterada corresponde a un valor situado por encima del conteo requerido; por ejemplo, emplear un contador de escala 16 de 5 etapas para realizar un contador de escala 13. El contador puede ser síncrono o asíncrono, según se requiera.

2. Conectar la entrada de conteo y las salidas a una función NAND, eligiendo la combinación de entrada de forma que la salida pase a estado alto cuando se llegue a la posición $(n - 1)$, siendo n el número primo considerado. Esto se realiza por medio de un conmutador rotativo.

3. La salida de esta función NAND se aplica entonces a un monoestable cuya salida se emplea para poner a cero el contador. El impulso de salida del monoestable debe ser lo suficientemente largo para proporcionar puesta a cero segura (esto es especialmente importante cuando se emplea un contador asíncrono).

La figura muestra el circuito de un contador asíncrono de escala 11 obtenido aplicando las anteriores reglas. Téngase en cuenta que la entrada de puesta a cero del contador no puede ser utilizada como puesta a cero normal, ya que esto perjudicaría la puerta U11.

El valor del condensador $C1$ debe elegirse de modo que t_R sea mayor que t_{pdf} . Si no se utilizan condensadores para reducir inmunidad dinámica, un valor adecuado para $C1$ es de 50 pF.

APLICACIONES DE LOS TRIACS: CONMUTADORES PARA MOTOR

Presentamos en este artículo una serie de conmutadores monofásicos y trifásicos para motor, en los que se ponen de manifiesto las aplicaciones y ventajas de los triacs en esta aplicación.

1. Introducción

Los conmutadores que se presentan aquí son apropiados para motores de jaula de ardilla. Algunos son inversores y, donde las corrientes de entrada del motor son intolerables, los conmutadores estrella/delta de estado

sólido resultan útiles; en todos los circuitos, el tiempo de la posición estrella es ajustable para satisfacer la aplicación adecuada. Todos los conmutadores trifásicos sirven para cargas conectadas en estrella y conectadas en delta. La carga del motor debe estar shuntada por una red RC que favorece el cebado del triac. La tabla 1 da una lista de los circuitos descritos.

Tabla 1. Conmutadores de estado sólido para motor.

<i>Apartado</i>	<i>Circuito</i>	<i>Características</i>	<i>Número de triacs utilizados</i>
2	Conmutador monofásico	Asíncrono	1
3	Conmutador trifásico	Asíncrono	2
4	Conmutador trifásico de arranque suave	Par de arranque ajustable para limitar la corriente inicial o evitar averías en cargas sensibles	1
5	Conmutador inversor mono/trifásico	Asíncrono	2/4
6	Conmutador trifásico de paro rápido e inversor	Asíncrono paro rápido y frenado por inversión	4
7	Estrella/delta	Posición estrella obtenida por control de fase (tensión del motor reducida)	3
8	Conmutador estrella/delta e inversor	Asíncrono	11

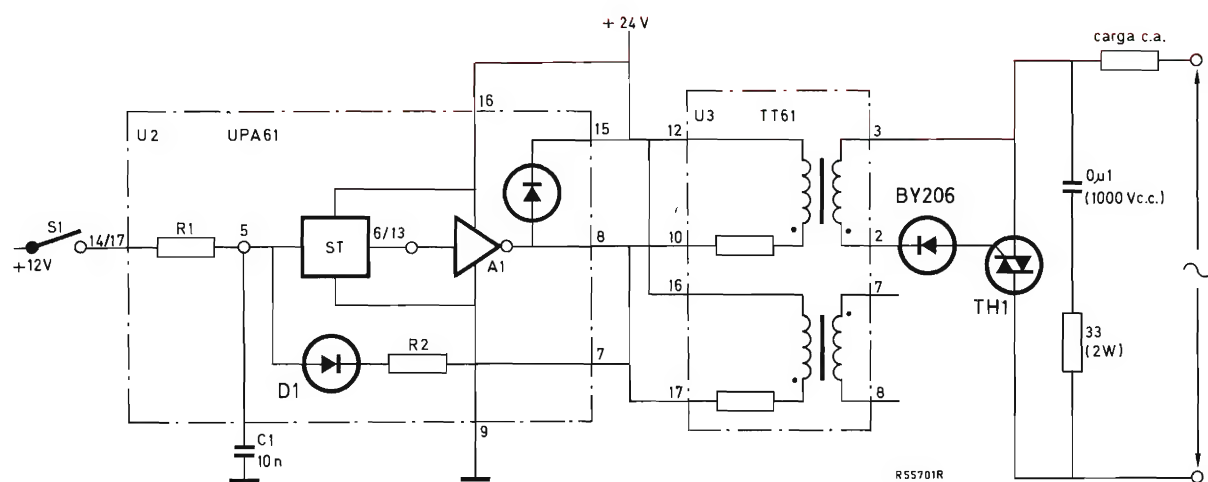


Figura 1. Conmutador monofásico asíncrono.

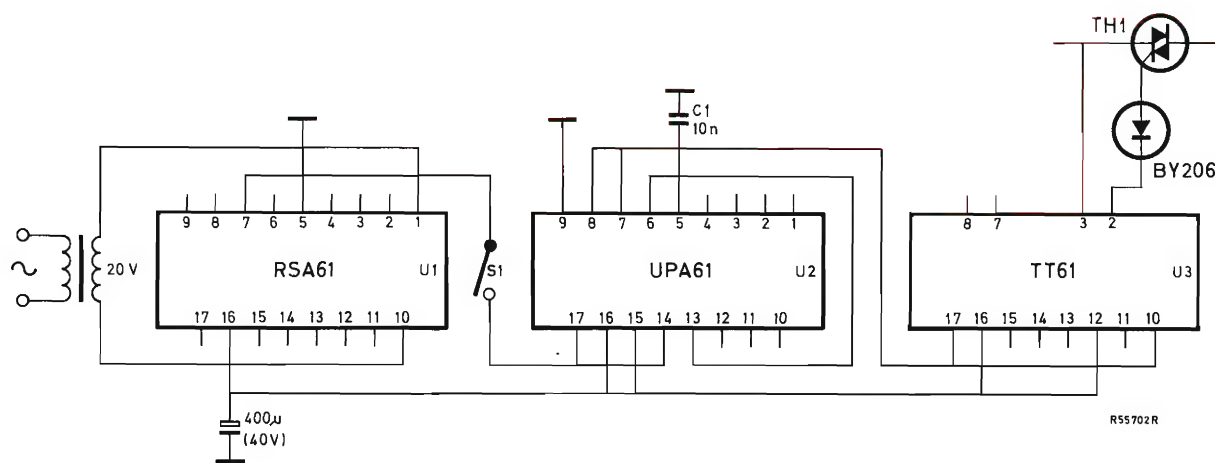


Figura 2. Esquema de cableado del conmutador monofásico asíncrono.

2. Conmutadores monofásicos

El circuito de la figura 1 es asíncrono porque el triac TH_1 se dispara tan pronto como S_1 se cierra. El generador de impulsos de disparo UPA61 funciona del siguiente modo. El condensador C_1 se carga al cerrarse S_1 hasta que el disparador Schmitt ST salta a conducción; el amplificador inversor A_1 se satura y C_1 se descarga rápidamente a través de la línea de realimentación regenerativa D_1R_2 . La descarga cesa cuando ST salta a corte porque entonces A_1 ya no conduce; se carga C_1 otra vez para repetir el proceso. Los impulsos de disparo de 10 kHz y 10 μ s se acoplan a la puerta del triac por medio de un transformador disparador TT61.

El esquema de cableado se da en la figura 2.

3. Conmutador trifásico

El conmutador trifásico, figuras 3 y 4, es muy simple. La fuente de impulsos de disparo de 40 kHz funciona del mismo modo que se describió en la sección precedente; se requiere una inversión de impulsos porque el amplificador de impulsos debe entregar impulsos de salida en sentido negativo. Con S_1 cerrado, C_2 no puede cargarse, el generador de impulsos se inhibe, y así TH_1 - TH_2 no conducen. Una salida lógica puede reemplazar a S_1 . Dado que la carga es un motor, se recomiendan los valores de R y C dados en la figura 3 para facilitar el cebado del triac.

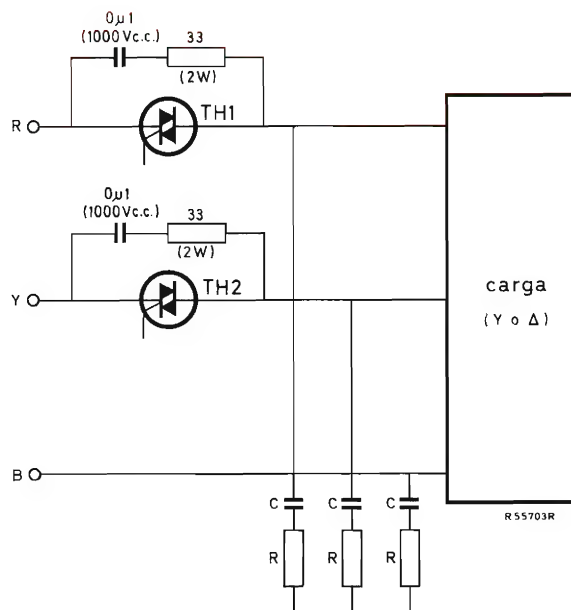


Figura 3. Circuito de potencia de un conmutador trifásico.
 $R = 22 \Omega$, 9,5 W
 $C = 1,5 \mu F$, 220 V.

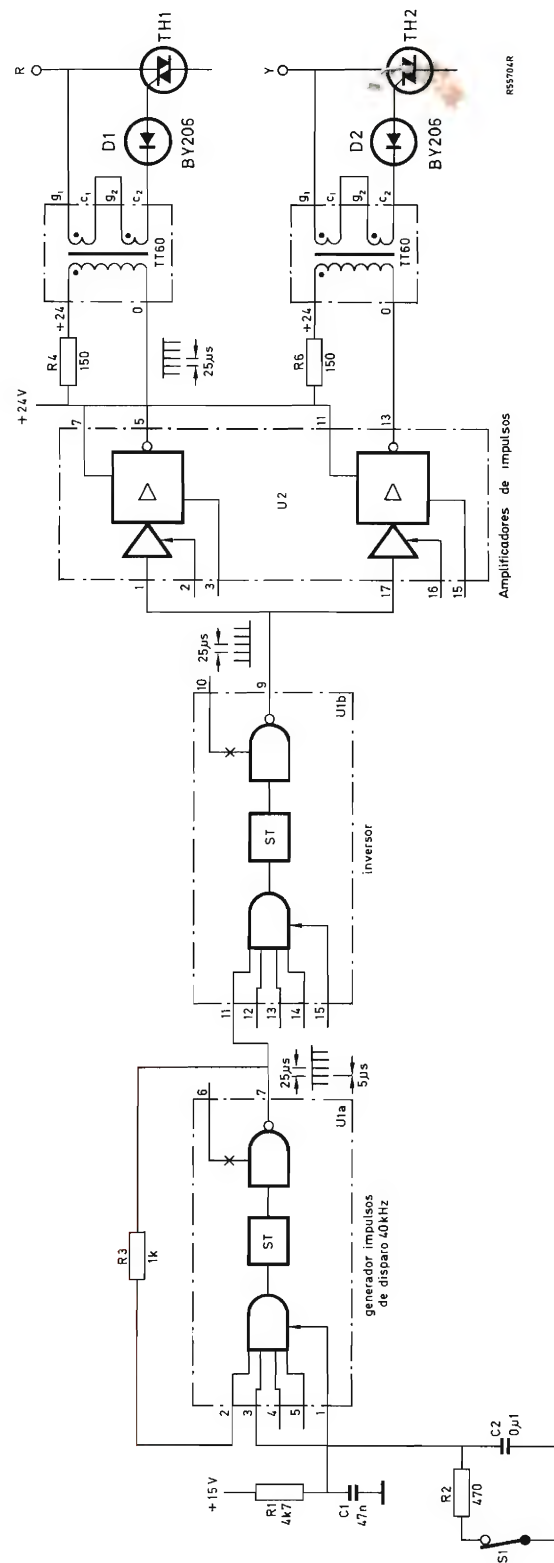


Figura 4. Esquema del conmutador trifásico. $U_{1a,b} = \text{FZH241/2.AST30}$, $U_2 = \text{2.LRD30}$.

4. Conmutador trifásico de arranque suave

El circuito de la figura 5 proporciona un arranque suave del motor mediante un disparo retardado de un triac conectado en una de las fases activas. La ventaja es que el circuito es simple, pero la disipación del motor crece porque los arrollamientos incontrolados tienen que llevar la corriente inicial durante un prolongado tiempo de arranque.

El ángulo de disparo de TH_1 depende del valor instantáneo V_{contr} . El desbloqueo excluye disparos parásitos, es decir, el TCA280A se inhibe hasta que su tensión continua ha alcanzado el nivel de estado estable. Después de cerrar el interruptor del motor S_1 , mientras la alimentación de +14 V del TCA280A está aún por debajo del nivel de estado estable y D_5 no conduce, TR_3 está bloqueado y TR_2 conduce. Con las patillas 2/6 a potencial bajo (porque TR_2 y D_4 conducen), y la patilla 5 a potencial alto (porque TR_1 conduce), el circuito integrado TCA280A no puede producir impulsos disparo. Cuando la alimentación de +14 V ha alcanzado su nivel de estado estable, D_5 conduce en avalancha, TR_3 se

ceba y TR_2 se desceba, el diodo D_2 queda polarizado en sentido inverso y C_5 puede cargarse. Cuando C_5 se ha cargado hasta un nivel predeterminado, TR_1 se desceba. Entonces, la función de V_{contr} en relación al tiempo sigue la figura 6. Inicialmente, V_{contr} es elevada porque C_6 y C_7 están descargados. La figura 6 muestra también la tensión en diente de sierra a través de C_2 empleada para control de fase. El ángulo de disparo del triac durante el arranque, y así la corriente inicial en la fase controlada, se ajustan mediante R_{12} . El tiempo de arranque depende de la velocidad con que se carga C_5 y se ajusta con R_{11} . Dado que V_{contr} es inicialmente elevada, se asegura un gradual aumento del par de arranque.

Ajuste (fig. 5):

1. Fijar el par de arranque con R_{12} (cuanto mayor sea la resistencia R_{12} menor será el par de arranque).
2. Ajustar R_{11} de modo que, durante el arranque, la corriente del motor permanezca aproximadamente igual al valor inicial (observar con un osciloscopio). Comprobar con la corriente de entrada del triac; si es necesario aumentar las resistencias R_{11} y R_{12} .

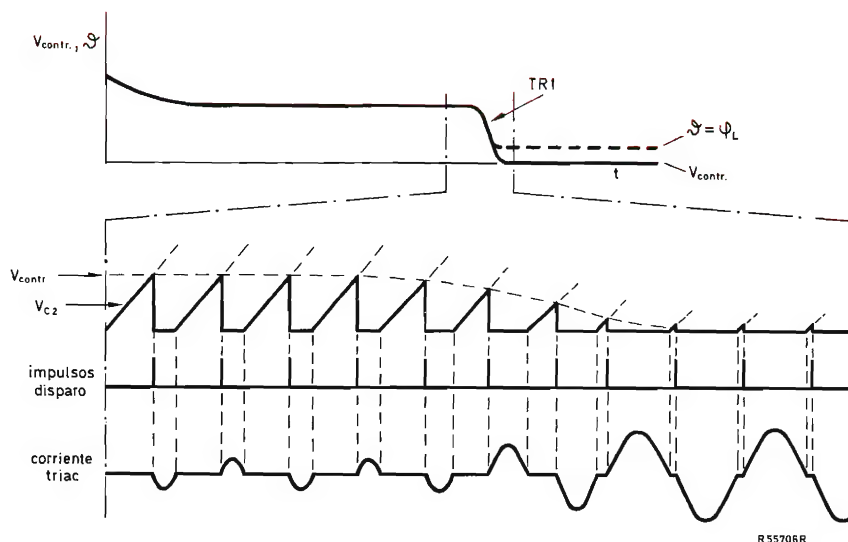


Figura 6. Formas de onda de un conmutador de arranque suave; las formas de onda inferiores están dibujadas en una escala ampliada: θ es el ángulo de disparo del triac y φ_L es el ángulo de fase de la carga.

5. Conmutador inversor mono/trifásico

Las figuras 7, 8 y 9 muestran un circuito adecuado como inversor para motor monofásico o trifásico. Fue diseñado originalmente para gobernar un telescopio controlado por ordenador y provisto también de control manual. El circuito utiliza circuitos integrados TTL de la serie FJ para operaciones lógicas y para el interface con los generadores de disparo de potencia UPA61; se produce un impulso de disparo de $20\ \mu\text{s}$ y 10 kHz cuando se aplica un nivel lógico 1 (ALTO) a la entrada (patilla 14) del UPA61.

Las tablas de estado y las subsiguientes operaciones del motor se dan en las tablas 2 y 3. Si las órdenes de

rotación en sentido de las agujas del reloj (*CW*) y en sentido antihorario (*CCW*) se dan simultáneamente (S_2 S_3 cerrados), la salida *E* de la puerta de antioincidencia toma el nivel 0 (BAJO), las salidas *H* y *K* pasan a 0, los impulsos de disparo no se producen y el motor no se pone en marcha. Los diodos D_1D_2 reguladores de tensión limitan la tensión de colector de los transistores de U_3 a un valor menor que el nivel nominal (15 V). Las redes R_7C_1 , R_8C_2 proporcionan intervalos muertos de duración superior a medio ciclo durante los cuales no se producen disparos si a una orden *CW* sigue una orden *CCW*. De esta forma se consigue que el control *CW* del triac se anule antes de que comience el control *CCW* del triac, previniendo con esto un cortocircuito.

Tabla 2. Operación lógica para el control automático; S_1 S_2 S_3 abiertos.

Salida computada a		salidas									rotación del motor
U1-13	U1-1	A	B	C	D	E	F	G	H	K	
1 (CCW)	1 (arranque)	0	1	1	0	1	0	1	1	0	CCW
1 (CCW)	0 (paro)	1	1	0	0	1	1	1	0	0	—
0 (CW)	1 (arranque)	1	0	0	1	1	1	0	0	1	CW
0 (CW)	0 (paro)	1	1	0	0	1	1	1	0	0	—

Tabla 3. Operación lógica para el control manual; S_1 cerrado.

S_2	S_3	<i>Salidas</i>							<i>Rotación del motor</i>
		<i>C</i>	<i>D</i>	<i>E</i>	<i>F</i>	<i>G</i>	<i>H</i>	<i>K</i>	
abierto	abierto	0	0	1	1	1	0	0	—
cerrado	abierto	1	0	1	0	1	1	0	CCW
abierto	cerrado	0	1	1	1	0	0	1	CW
cerrado*	cerrado*	1	1	0	1	1	0	0	—

*órdenes contradictorias

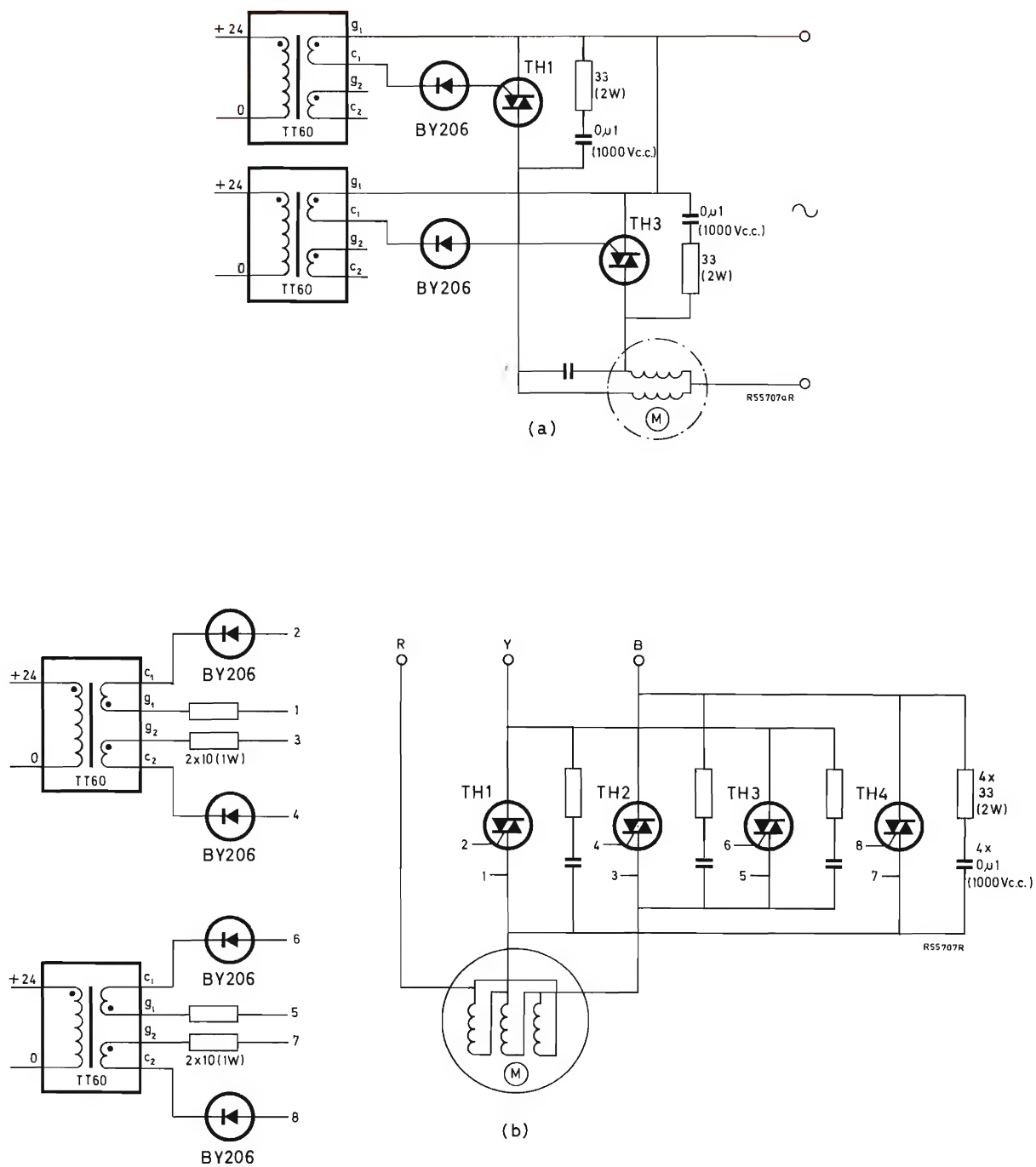


Figura 7. Conmutador inversor de motor: (a) monofásico, (b) trifásico.

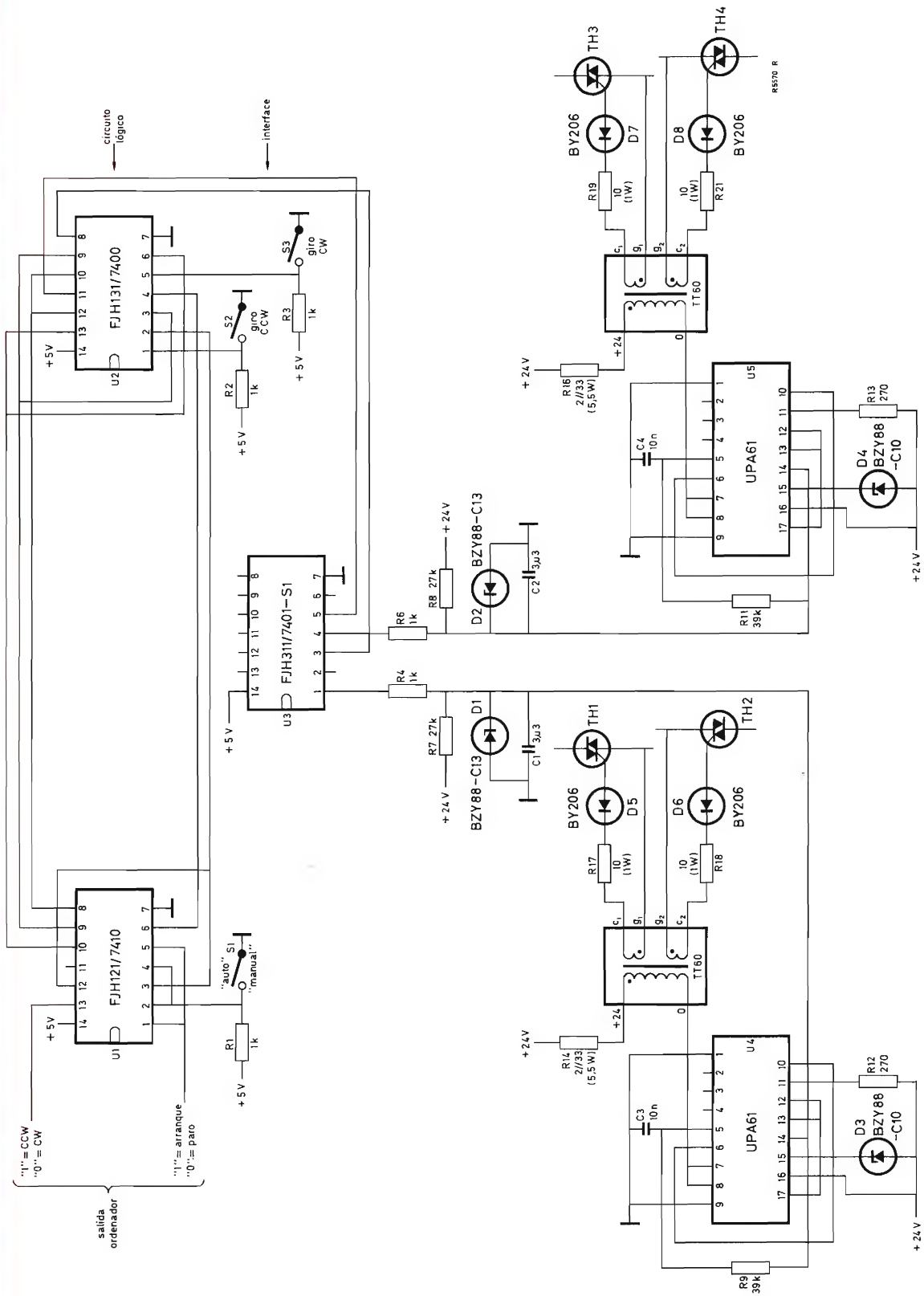


Figura 8. Esquema de cableado del conmutador inversor de motor preparado para un circuito trifásico.

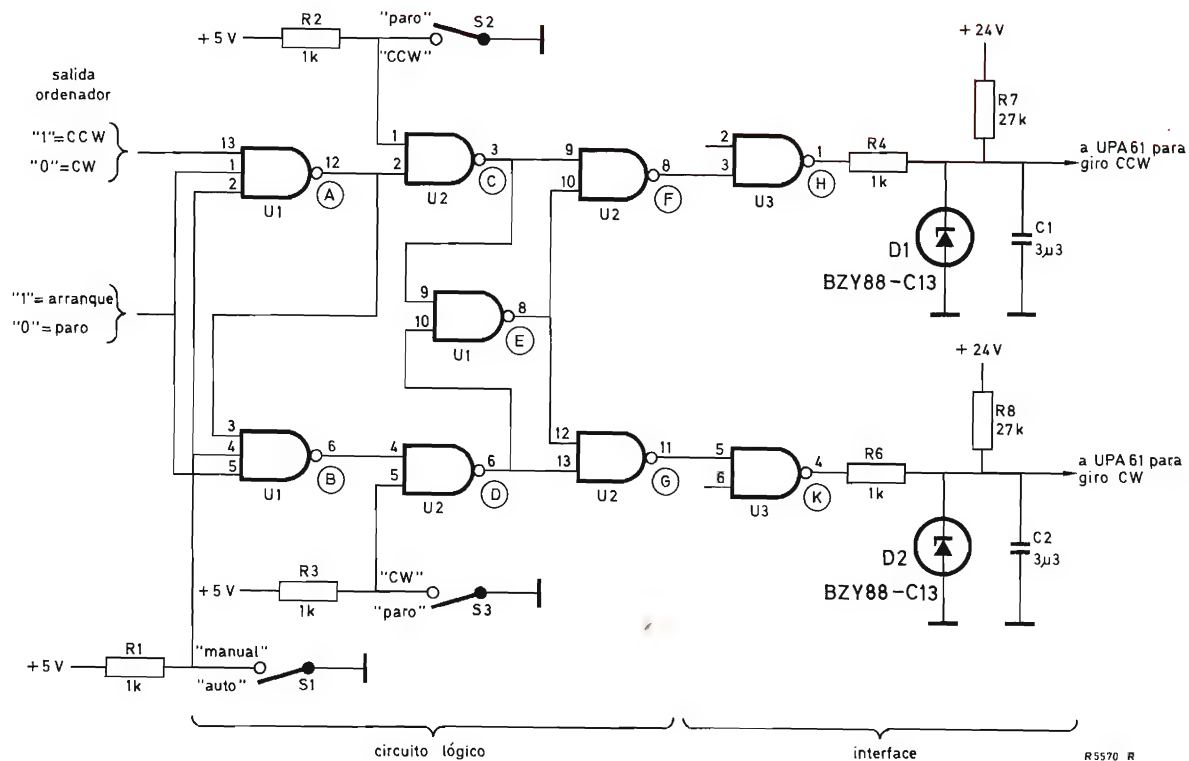


Figura 9. Circuito lógico e interface del conmutador inversor de motor.

6. Conmutador trifásico de paro rápido e inversor

El conmutador descrito aquí proporciona un frenado rápido e inversión del motor por el denominado "frenado por inversión" (*plugging*). Este frenado se produce cuando se intercambian los terminales de las dos fases de

modo que el campo estator se invierte y gira en sentido opuesto al del rotor. Como consecuencia, se produce un frenado brusco debido a una elevada aceleración en el sentido opuesto. Para conseguir el frenado, el motor se somete a "frenado por inversión" durante un período establecido. El sistema propuesto sólo es aplicable para un motor con una carga constante.

Las figuras 10 y 11 muestran el circuito en el cual se usan los circuitos bloque de las series 60 y 61 para el control de los triacs. La figura 10 es el circuito de potencia. El circuito disparador (fig. 11) incluye las etapas de OR exclusivo U_{3b} U_{4b} para la protección contra la conducción simultánea de los cuatro triacs a causa de órdenes contradictorias. Es decir, el disparo sólo se produce si $F\bar{R} = 1$ ó $\bar{F}R = 1$; esta condición se cumple para $F = 1$ (orden hacia adelante) o para $R = 1$ (orden hacia atrás). Las redes $D_1R_1C_1$ y $D_2R_2C_2$ proveen un período de no-disparo de unos 30 ms para asegurar la conmutación de una rotación en un sentido a una rotación en sentido contrario.

En el circuito de la figura 12 las unidades U_{6a} U_{6b} actúan como una memoria biestable cuyo estado está determinado por las órdenes de entrada R' y F' . Supon-

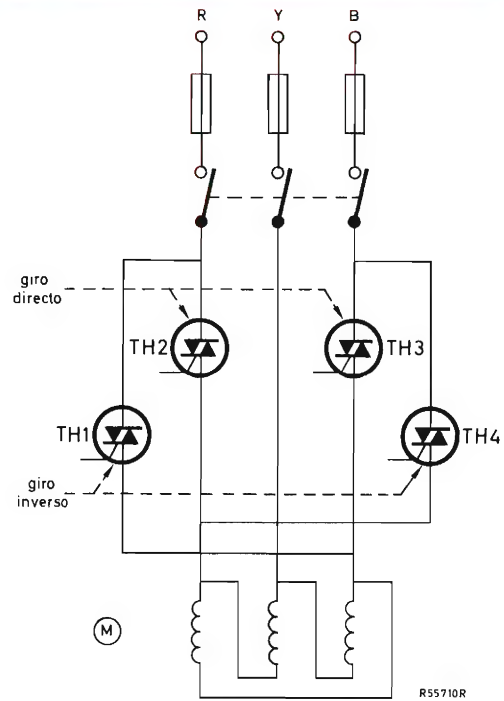
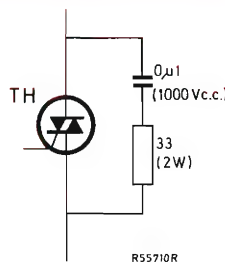


Figura 10. Conmutador inversor trifásico: (a) circuito de potencia, (b) colocación de los triacs.

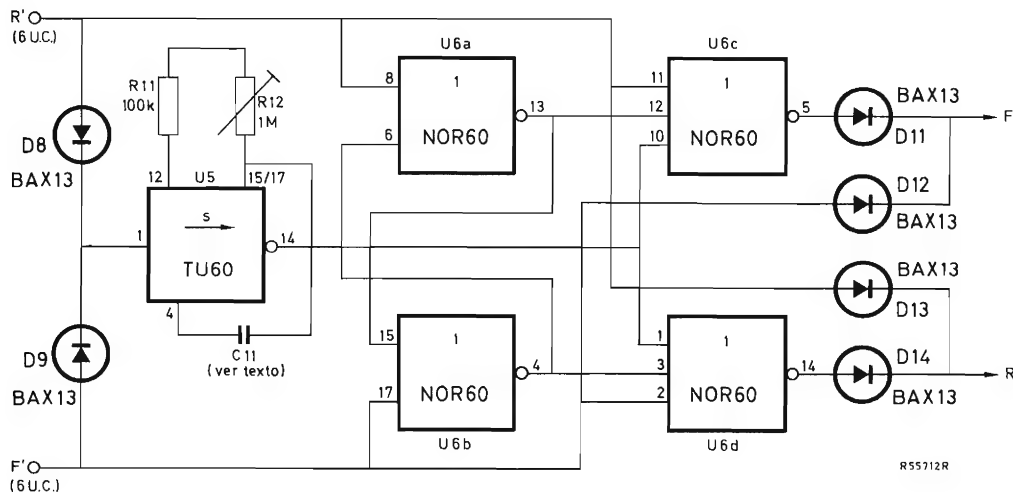
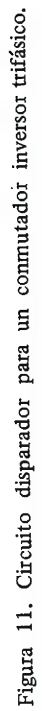


Figura 12. Circuito inversor de un conmutador inversor trifásico.



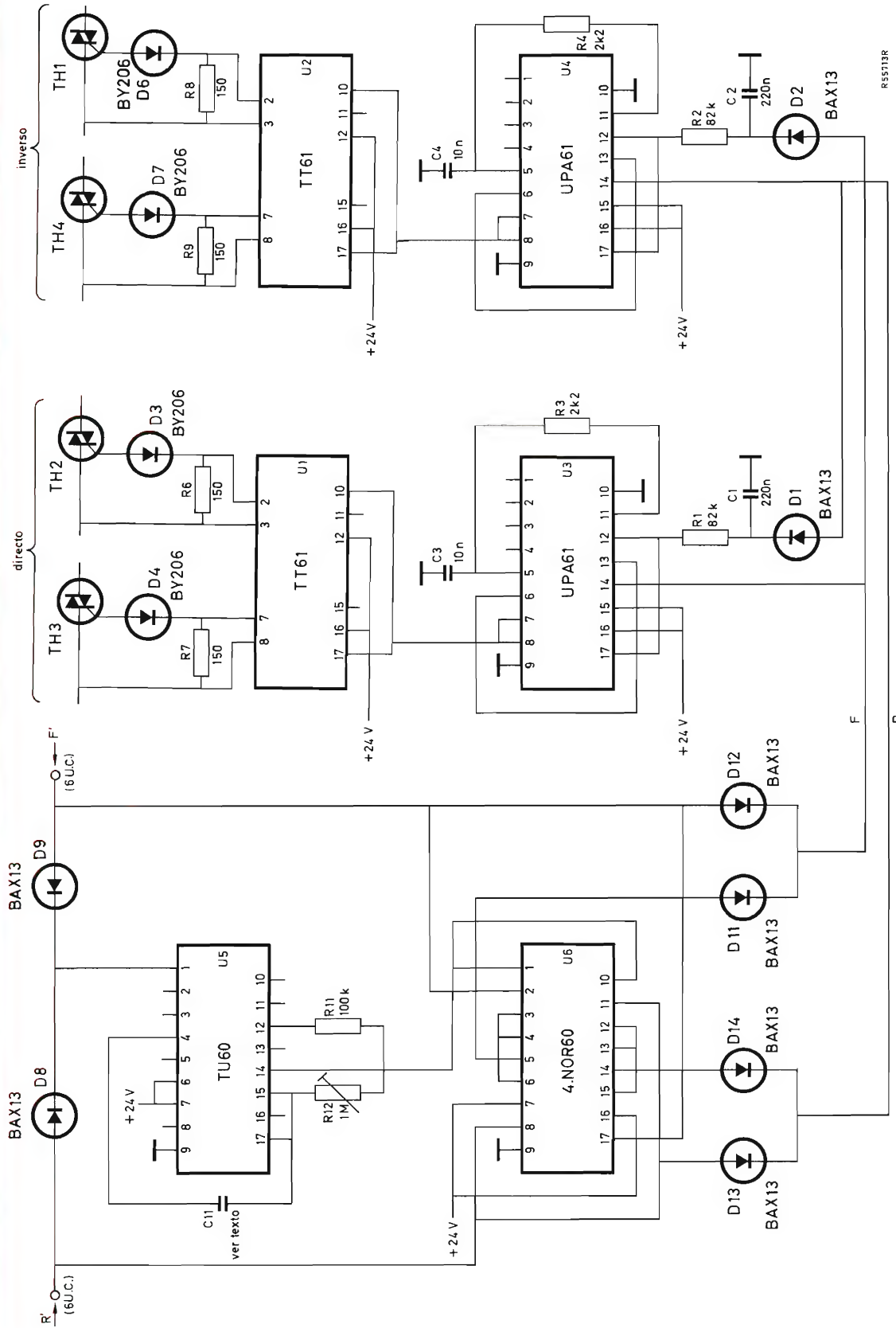
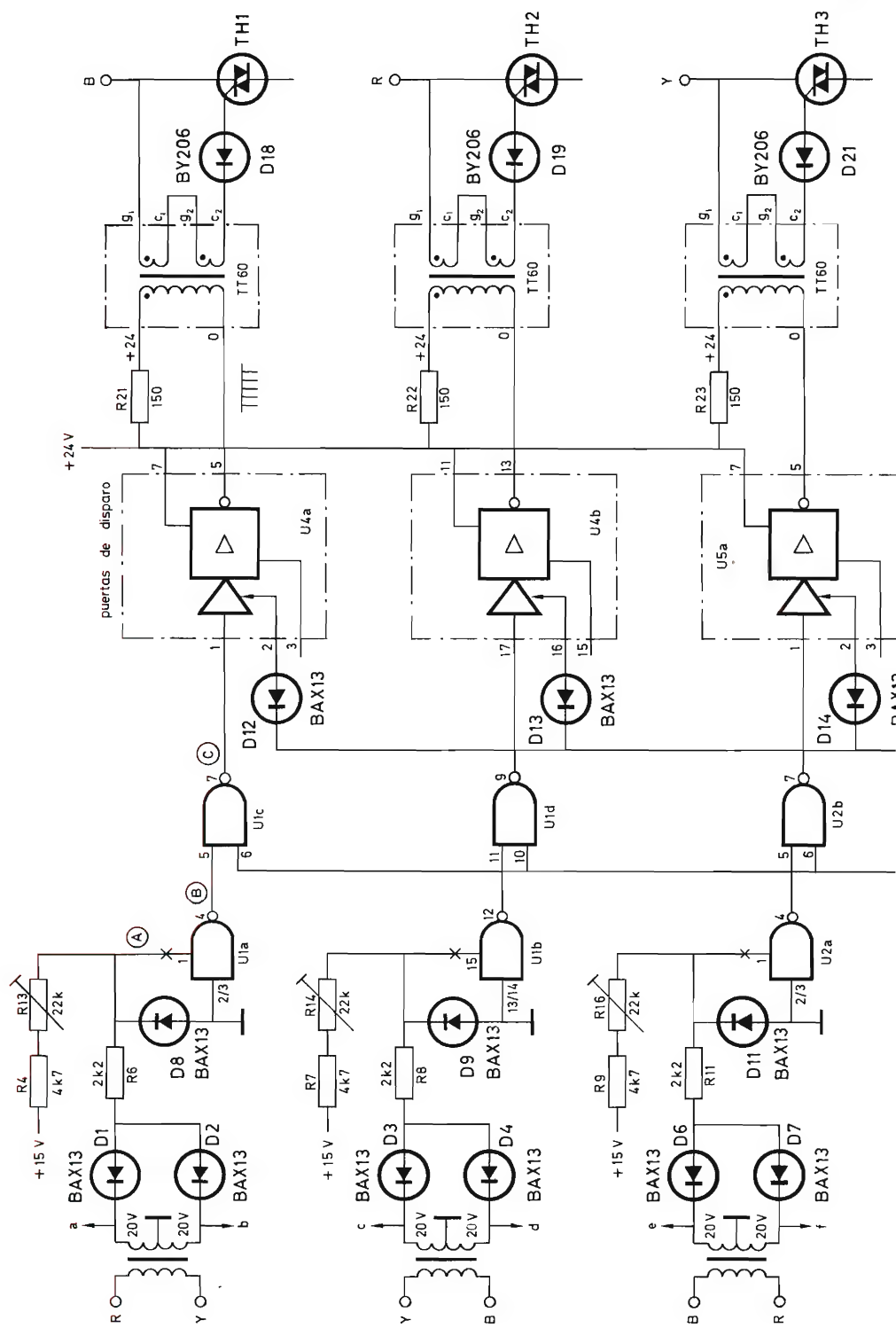


Figura 13. Esquema de cableado de un conmutador inversor trifásico.



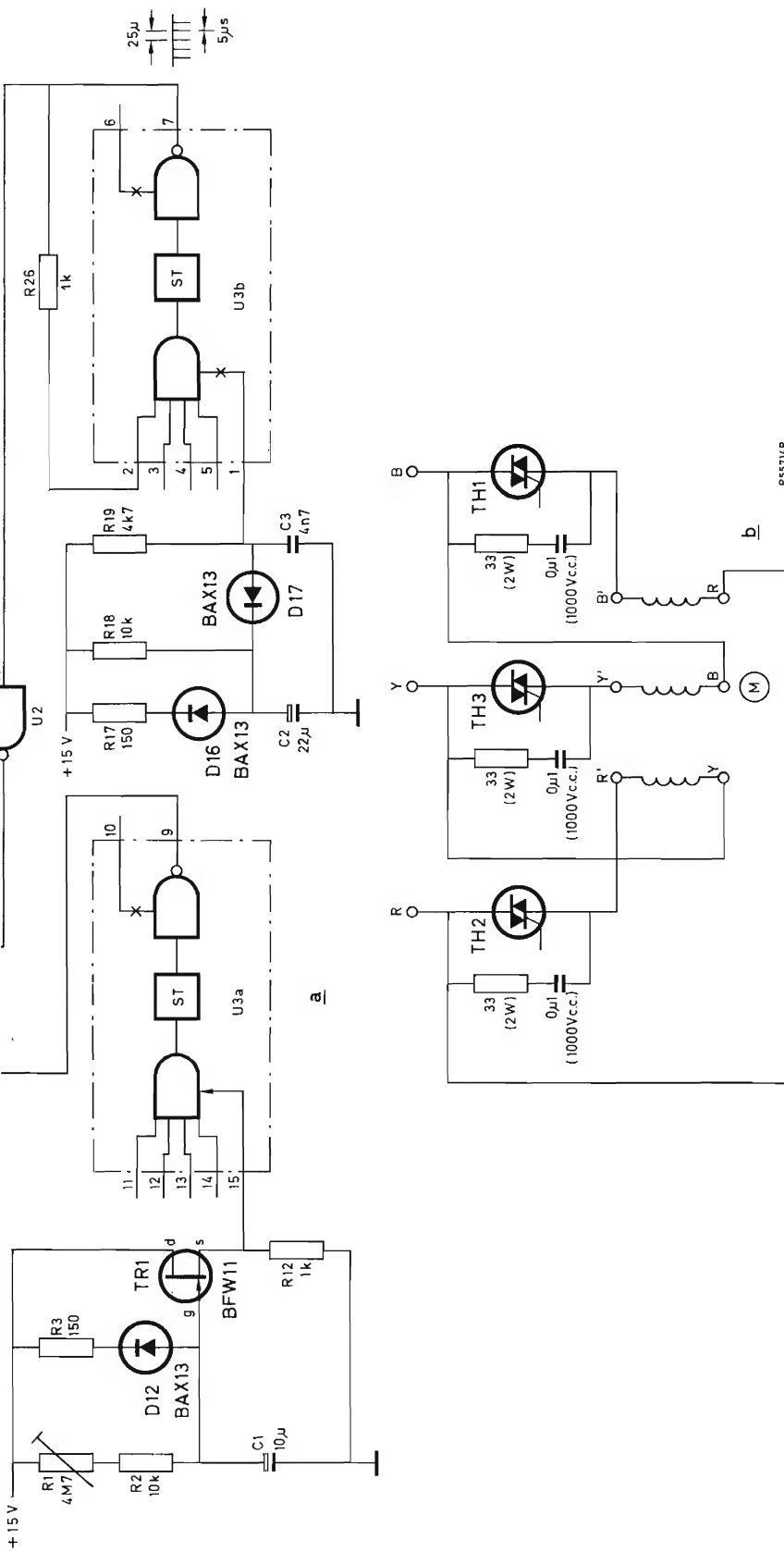


Figura 14. Conmutador estrella/delta: (a) circuito de control, (b) circuito de potencia. El circuito y el motor se activan simultáneamente.
 $U_1, U_2 = \text{FZH111/4.NAND30}$
 $U_3 = \text{FZH241/2.AST30}$
 $U_4 = 2.\text{LRD30}$
 $U_5 = 1/2 \times 2.\text{LRD30}.$

gamos $R' = 1$ (rotación hacia atrás) y, en consecuencia, $F' = 0$. La salida de memoria U_{6a-13} está en 0. Cuando R se hace igual a 0, la salida del TU60 permanece en 0 durante un período aproximadamente igual a $C_{11}(R_{11} + R_{12})$, la puerta U_{6c} no tiene excitación de entrada y su salida se hace igual a 1; una orden F (hacia adelante) se emite provocando el frenado del motor. El valor C_{11} depende del tipo de motor y de su carga. La excitación de entrada que se requiere es de 6 U.C. (una resistencia de entrada de unos 16 Ω).

La figura 13 es el esquema de cableado; las conexiones entre D_{11} y D_{14} y las entradas deben ser lo más cortas posible.

Ajuste (fig. 13):

Ajustar R_{12} de modo que el motor no se invierta exactamente cuando las señales F^1 y R^1 se hagan 0.

7. Conmutador estrella/delta

El conmutador estrella/delta de la figura 14 utiliza módulos de la serie FZ/30 de elevada inmunidad al ruido para el control de potencia. Como se ve en la figura 14b el motor está permanentemente conectado en delta y la reducida tensión que corresponde a la posición de arranque se obtiene por medio de control de fase.

Las puertas U_{1a} U_{1b} U_{2a} producen impulsos en sentido negativo de 200 μs derivados de las tensiones de sincronización RY , YB y BR . Estos impulsos pasan por las puertas U_{1c} U_{1d} U_{2b} a las puertas de disparo junto con la salida del generador de impulsos de 40 kHz. Véase las formas de onda en la figura 15. Como resultado, se produce una salva de impulsos de 200 μs en las puertas de los triacs tan pronto como el interruptor del motor se cierra, disparando los triacs a 120° . (El generador de

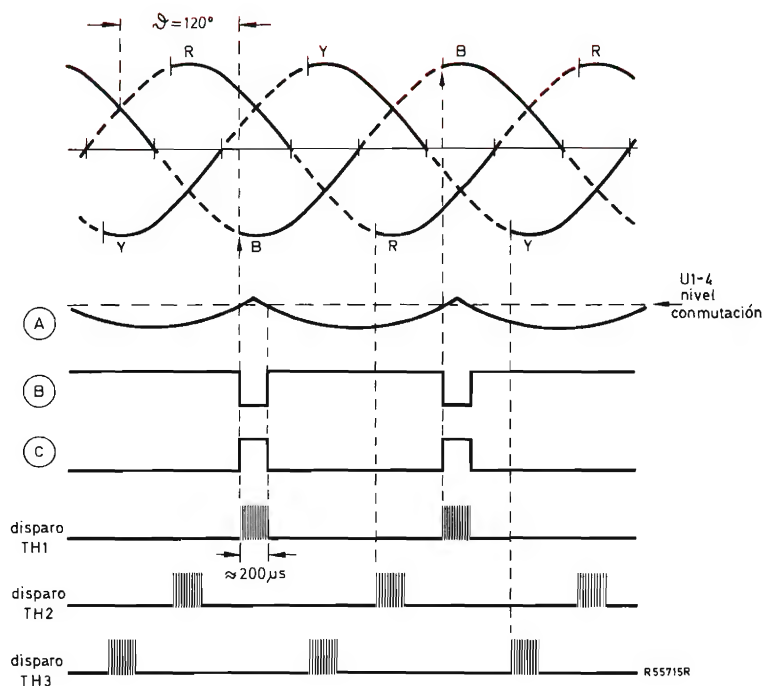


Figura 15. Formas de onda del conmutador estrella/delta (posición estrella).

impulsos funciona del modo descrito en el apartado 2, y R_{19} y C_3 son los elementos que determinan la frecuencia.)

Un tiempo preestablecido después de haber cerrado el interruptor del motor, el condensador C_1 está suficientemente cargado para conmutar la salida de U_{3a} al nivel BAJO que anula las salidas de U_{1a} U_{1b} U_{2a} . Como resultado, las salidas de las puertas U_{1c} U_{1d} U_{2b} pasan a estado ALTO y los triacs se disparan de modo continuo y así se aplica al motor la tensión total.

La protección contra disparos parásitos debidos a una c.c. inestable se asegura añadiendo C_2 , el cual debe estar suficientemente cargado antes de que el diodo D_{17} se polarice en sentido inverso permitiendo oscilar al generador de impulsos de 40 kHz.

Los potenciómetros R_{13} R_{14} y R_{16} se usan para ajustar las entradas de puerta de c.c. y así los instantes en los que las salidas de las puertas se hacen negativas; estos instantes están relacionados con el ángulo de disparo.

El control de fase reduce el número de triacs requerido para este controlador estrella/delta, pero una desventaja es la mayor interferencia de R.F. durante el arranque.

La figura 16 representa el circuito de alimentación de c.c.

Ajuste (fig. 14):

1. Mientras el motor gira con tensión reducida, ajustar R_{13} hasta que la tensión entre los terminales B'R (fig. 14b) sea $1/\sqrt{3}$ (0,58) veces el valor eficaz de la tensión de línea a línea; a mayor valor de R_{13} corresponde una menor tensión. Proceder de forma similar con R_{14} y R_{16} para ajustar las tensiones entre R'Y y Y'B respectivamente.
2. Fijar R_1 en la máxima resistencia y entonces ajustar de modo que el pico de la corriente de entrada del motor, debido a la conmutación de tensión reducida a total, no exceda el valor del pico que se produce al conectar el motor; el período de tensión reducida del motor puede variar entre 50 s y menos de 1 s mediante variación de R_1 .

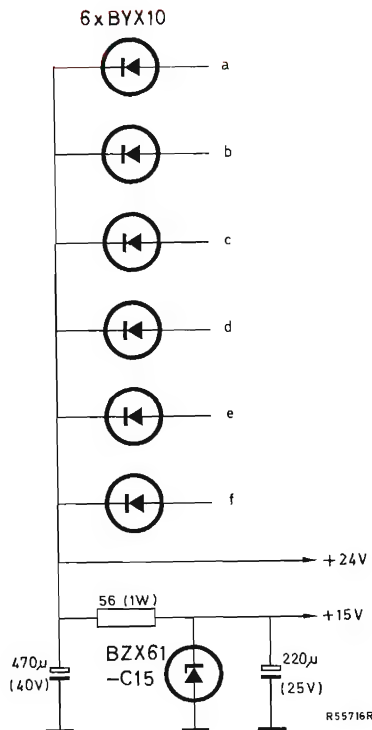


Figura 16. Alimentación de c.c. para conmutador estrella/delta; a y b son los terminales de los secundarios de los transformadores de sincronización.

8. Conmutador estrella/delta e inversor

Un circuito para conmutación estrella/delta que proporciona también inversión del motor se da en las figuras 17 y 18; se usan circuitos modulares de la serie 60. Los triacs se controlan por relés de lámina, el circuito disparador se alimenta a través de resistores (R) cuyos valores en ohmios son iguales a la tensión entre línea y línea (V_{LL}) en voltios. La inversión del motor se obtiene intercambiando dos terminales de fase. Las memorias I y II pasan las órdenes dadas por S_1 y S_2 a los relés de rotación CW y CCW. Estos están conectados de modo que U_{1b-14} y U_{1d-5} no puedan ser simultáneamente ALTO; si esto ocurriera, los triacs TH_1 a TH_5 se dispararían causando un cortocircuito. Cuando se conecta la alimentación de c.c., ambas memorias se ponen a 0 (U_{1b-14} y U_{1d-5} ambas en estado BAJO) por el impulso positivo de carga de C_4 . La línea de reposición es necesaria para "limpiar" las memorias antes de que se emita una nueva orden.

El período durante el cual el motor está conectado en estrella está determinado por el temporizador U_6 . Para asegurar un paso seguro a conexión delta, se interpone un intervalo muerto (20 ms para los valores de R_9 y C_6 especificados) durante el cual no se producen impulsos de disparo, permitiendo el descebado de TH_9 , TH_{10} , TH_{11} antes que TH_6 , TH_7 , TH_8 puedan conducir. El impulso de reposición de 0,1 s tiene una función

idéntica cuando se conmuta de CW a CCW, y viceversa; es decir, TH_1 TH_3 TH_5 no dispararán hasta 0,1 s después de que el disparo de TH_2 TH_3 TH_4 haya cesado.

Ajuste (fig. 19):

Fijar R_3 para máxima resistencia y entonces ajustar

de modo que el pico de la corriente de entrada del motor, debido a la conmutación de estrella a delta, no exceda al valor de pico que se produce durante la conexión del motor; el período durante el cual el motor gira en estrella es ajustable entre 0,1 s y 10 s mediante variación de R_3 .

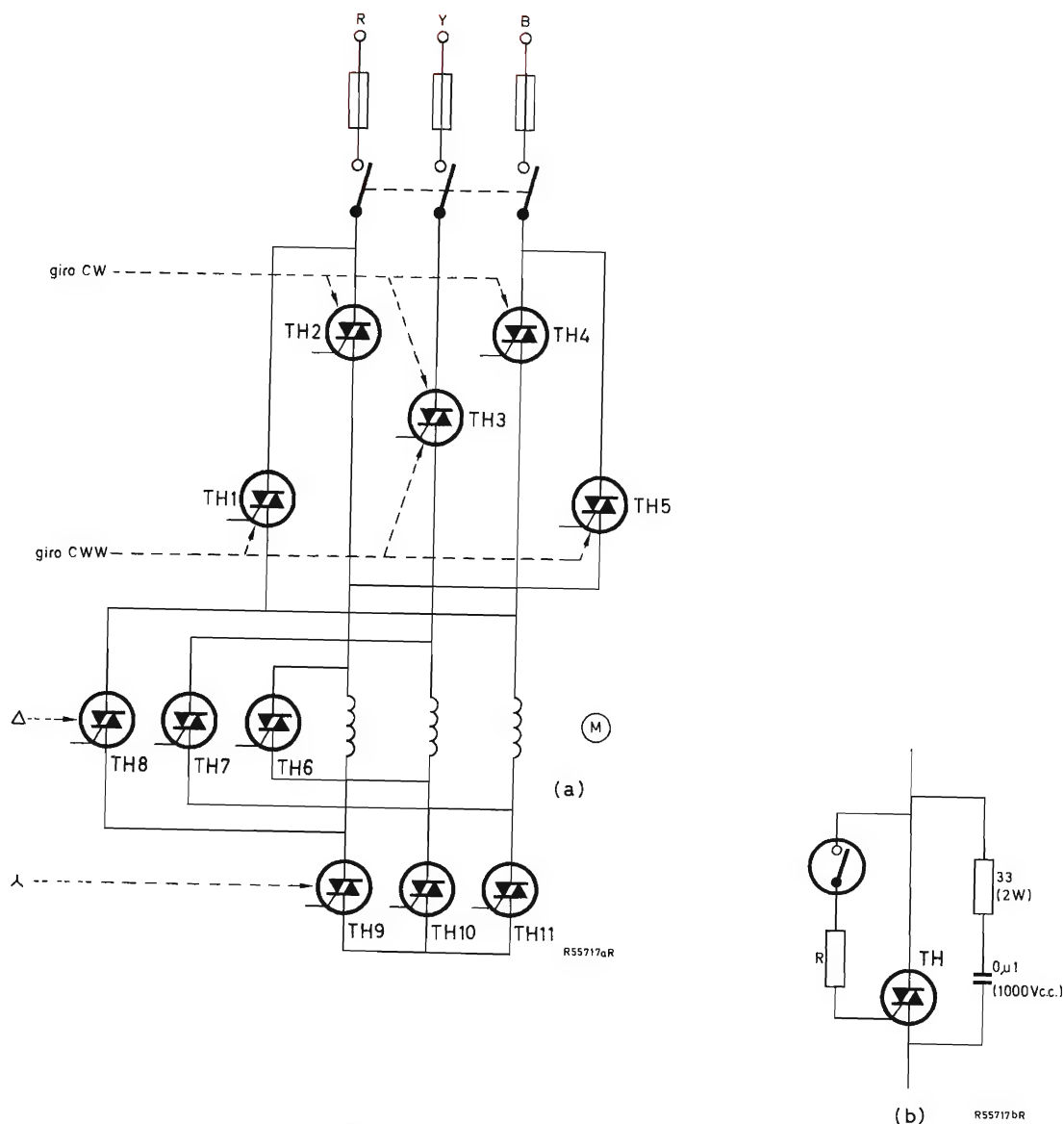


Figura 17. Conmutador inversor estrella/delta: (a) circuito de potencia, (b) posición de los triacs; $R(\Omega) = V_{LL}(V)$.

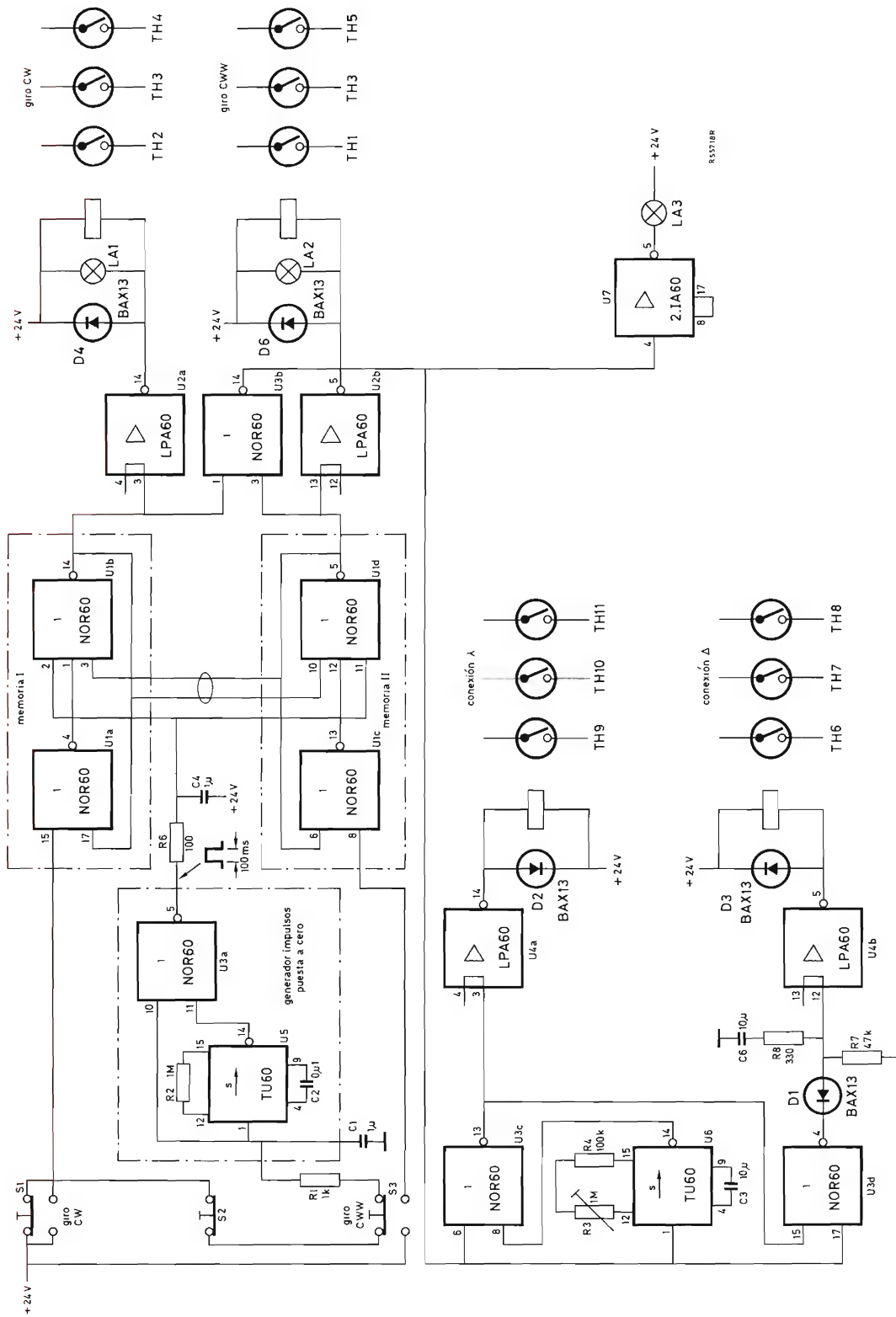


Figura 18. Esquema del circuito del conmutador inversor estrella/delta.

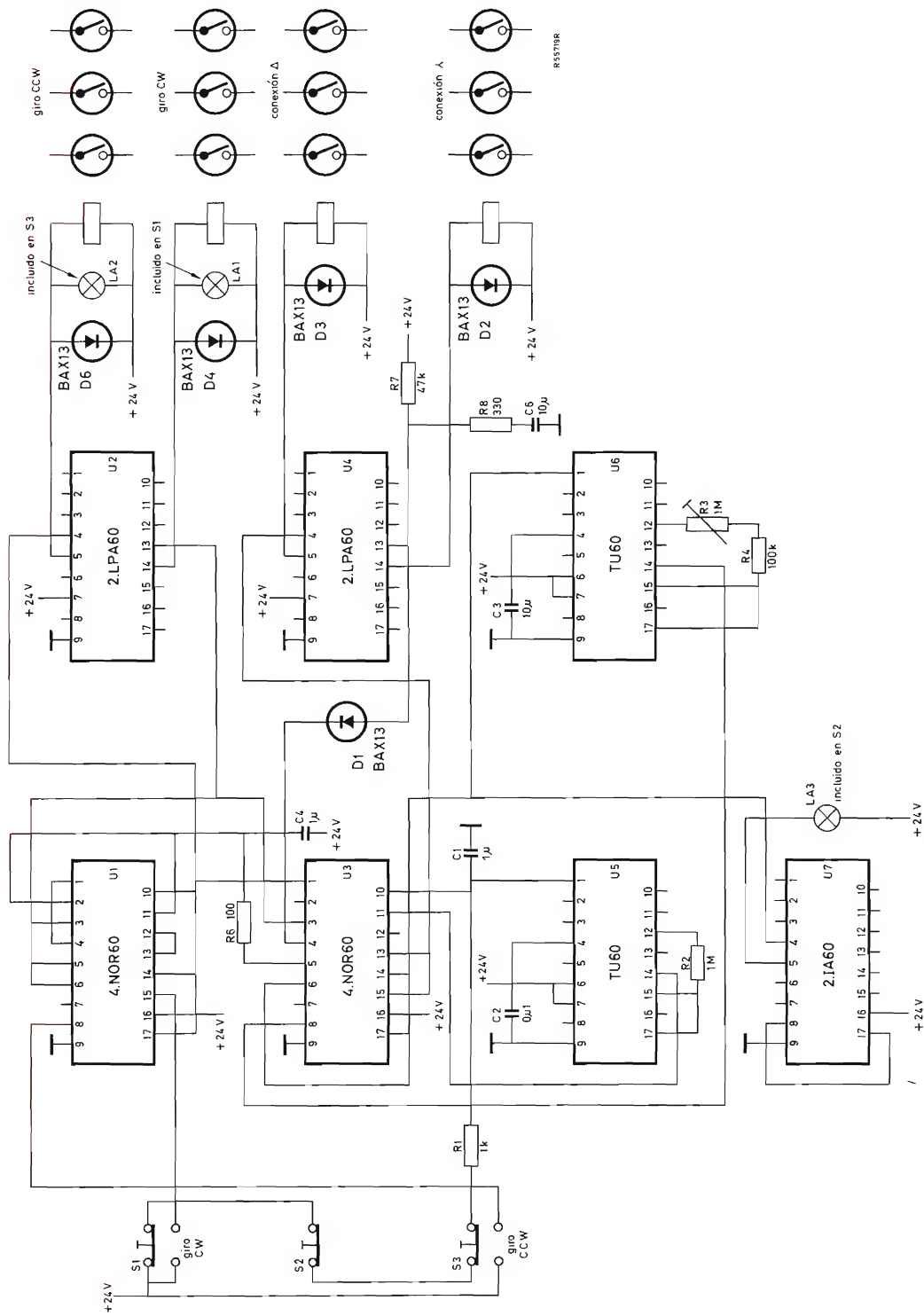


Figura 19. Esquema de cableado del conmutador inversor estrella/delta; pueden obtenerse +24 V de LSU60.

Bibliografía

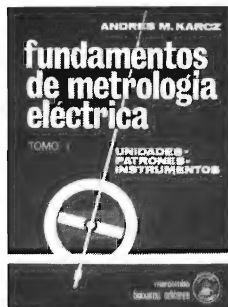
ANDRES M. KARCZ

FUNDAMENTOS DE METROLOGIA ELECTRICA

Tomo I: Unidades. Patrones. Instrumentos

Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona, 7

Un volumen de 270 páginas (22 x 16 cm). 1975.



Este primer tomo de una serie de tres dedicados a metrología eléctrica, comienza con el estudio de los diferentes sistemas de unidades y sus correspondientes patrones. A continuación considera los métodos y aparatos de regulación que se utilizan en circuitos de medición. Sigue un capítulo dedicado a la clasificación de los instrumentos de medición y a la descripción de sus elementos componentes comunes. En los capítulos subsiguientes se describen y analizan uno por uno los diferentes sistemas motor de los instrumentos de medición. Por último, se describen los métodos de verificación de los diferentes tipos de instrumentos. Como nota interesante cabe indicar que en esta obra no está previsto describir los instrumentos digitales, dejándolo para otra publicación.

Índice: 1. Unidades y patrones.— 2. Regulación de tensiones e intensidades en circuitos de medición.— 3. Generalidades sobre instrumentos de medición.— 4. Instrumentos magnetoeléctricos.— 5. Instrumentos electromagnéticos.— 6. Instrumentos electrodinámicos.— 7. Instrumentos de inducción.— 8. Instrumentos electrostáticos.— 9. Instrumentos electrotérmicos.— 10. Galvanómetros.— 11. Verificación de instrumentos de medición.

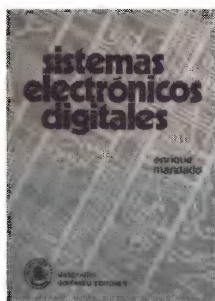
Constituye, en resumen, una obra eminentemente didáctica y práctica de fácil utilización para conocer la técnica e instrumentos disponibles para la realización de medidas eléctricas.

ENRIQUE MANDADO

SISTEMAS ELECTRONICOS DIGITALES

Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona, 7

Un volumen de 314 páginas (24 x 17 cm). 2ª edición. 1975.



Las grandes posibilidades y las numerosas aplicaciones de los sistemas digitales para la realización de equipos de cálculo y control industrial han conducido a un extraordinario desarrollo de la Electrónica Digital.

En este manual se estudian los fundamentos y la aplicación de los sistemas digitales. Los dos primeros capítulos están dedicados a la teoría básica y conocimientos necesarios para el estudio de los sistemas digitales: sistemas y códigos de numeración y álgebra de Boole.

El tercer capítulo describe los sistemas combinacionales y los métodos de síntesis y análisis de estos sistemas mediante funciones lógicas elementales.

En el capítulo 4, se estudian las operaciones aritméticas en sus diferentes códigos y su realización mediante bloques funcionales lógicos.

El capítulo 5 está dedicado al estudio de las diferentes tecnologías de realización de circuitos lógicos, sus características y sus campos de aplicación.

Por último, en el capítulo 6 se estudian los sistemas secuenciales y su utilización conjunta con los sistemas combinacionales para realizar el diseño de sistemas digitales.

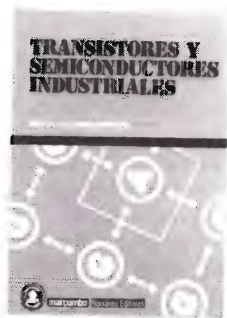
Con una clara exposición de los temas estudiados, y numerosos ejemplos y problemas resueltos, el lector puede asimilar fácilmente los conceptos estudiados y familiarizarse con las múltiples posibilidades y aplicaciones de las técnicas digitales.

GUY A. LECLERCQ

TRANSISTORES Y SEMICONDUCTORES INDUSTRIALES

Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona, 7

Un volumen de 360 páginas (24 x 17 cm). 1975.



Este libro está dedicado al estudio de la estructura, funcionamiento, características y circuitos básicos de los transistores y otros dispositivos semiconductores, considerados especialmente desde el punto de vista de su empleo en aplicaciones industriales. Comienza estudiando los conceptos fundamentales de la física de estado sólido y sigue con el estudio de los dispositivos electrónicos y sus aplicaciones típicas, presentando las soluciones prácticas más interesantes.

Para dar una idea más exacta del contenido del libro, copiamos a continuación el título de los once capítulos de que consta:

1. Introducción a la física de estado sólido.
2. Dispositivos semiconductores de dos terminales activos y sus circuitos básicos.
3. Transistor de unión.
4. Dispositivos semiconductores de resistencia dinámica negativa y sus aplicaciones.
5. Realimentación.
6. Osciladores sinusoidales.
7. Fuente de alimentación regulada.
8. Formación lineal de ondas y amplificadores operacionales.
9. Circuitos regenerativos no lineales de conmutación.
10. Circuitos lógicos.
11. Ejemplos de análisis de esquemas comerciales.

Profusamente ilustrado y con numerosos ejemplos de aplicación, este libro presenta la teoría básica del funcionamiento y la aplicación de los dispositivos semiconductores.

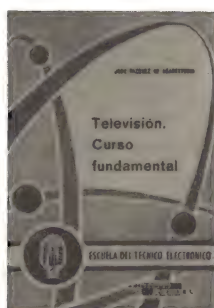
JOSE VAZQUEZ DE ABARRATEGUI

TELEVISION. CURSO FUNDAMENTAL

Colección "Escuela del Técnico Electrónico"

Ediciones Cedel. Apartado 5326. Barcelona

Un volumen de 240 páginas (19,5 x 13,5 cm). 1974.



Como su título indica, este manual constituye un curso fundamental dedicado al estudio de la estructura y funcionamiento de cada una de las partes del receptor de televisión en blanco y negro. Con un lenguaje sencillo y explicaciones de fácil asimilación, el autor va analizando las diferentes funciones realizadas por el televisor y los circuitos empleados para ello.

Toda la exposición teórica viene avalada por la descripción de algunos esquemas comerciales utilizados desde hace algunos años en los que se emplean válvulas electrónicas.

Con los numerosos ejemplos de aplicación práctica y los esquemas descritos, este manual constituye un verdadero curso fundamental para aquellas personas que deseen iniciarse en el campo de la televisión.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOC MOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Área de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 1102.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C.- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos.- Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.

**Aplicaciones
de la
Serie 30**

Minim

APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTÁTICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

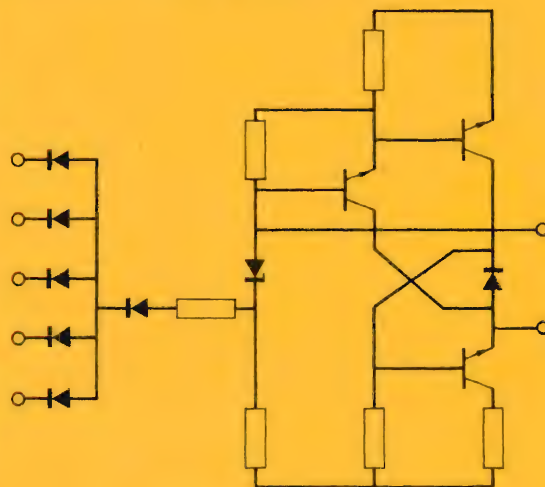
ELEVADA INMUNIDAD DINÁMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 % 15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo.....	0 °C a 70 °C
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador).....	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.....	10
estado ALTO.....	100
Margen de ruido c.c.	
alimentación 12 V.....	5 V
alimentación 15 V	
estado BAJO.....	5 V
estado ALTO.....	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

REVISTA *Miniwatt*

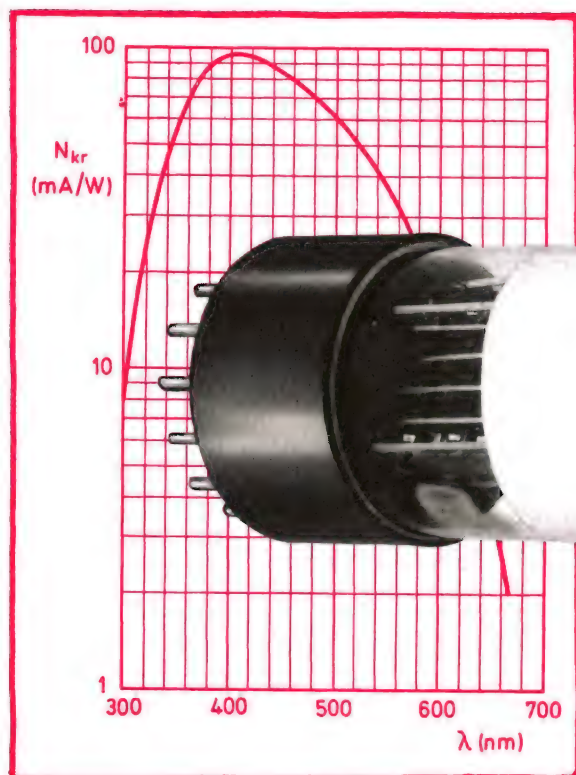
Vol. 14-Núm. 8

SEPTIEMBRE 1975

30 Ptas.



NUEVO FOTOMULTIPLICADOR



XP 2050

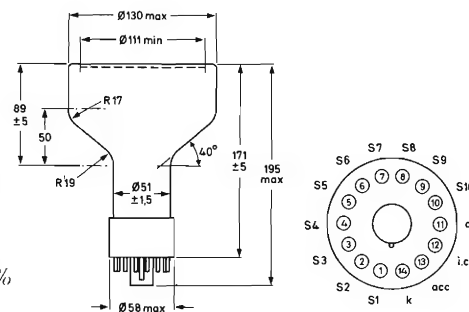
Con el número de tipo XP2050 hemos introducido un nuevo fotomultiplicador, de elevada sensibilidad y gran estabilidad, para aplicaciones de física nuclear. Este fotomultiplicador está especialmente indicado para aquellos casos en los que el número de fotones a detectar es muy pequeño, o donde se requiera una buena respuesta de cada punto del fotocátodo.

El fotomultiplicador XP2050 es un tubo de 10 pasos con una ventana plana y un fotocátodo de tipo D bialcalino semitransparente que tiene una respuesta espectral típica de 95 mA/W para 401 nm. El diámetro útil del fotocátodo es de 111 mm. El dinodo de Cu-Be proporciona a este fotomultiplicador una notable estabilidad y una reducida corriente de oscuridad.

Principales características

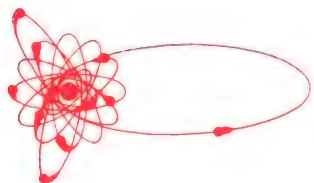
Número de pasos
Característica sensibilidad espectral
Diámetro útil del fotocátodo
Rendimiento cuántico para 401 nm
Sensibilidad espectral cátodo para 401 nm
Sensibilidad espectral ánodo para 401 nm y 1500 V
Corriente oscuridad de ánodo para 1500 V
Resolución amplitud impulso (^{137}Cs)
Desviación de ganancia para 1500 V

10
tipo D
111 mm
29%
95 mA/W
28 kA/W
2 nA
aprox. 7,5%
aprox. 1%



REVISTA *Miniwatt*

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:
M.^a DOLORES FORNS-SAMSO
Delineación y compaginación:
M.^a CARMEN LAJUSTICIA
Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES
Publicada por:

COMPañÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



No se trata de pequeños escarabajos o ciempiés, sino de circuitos integrados

ÍNDICE

RESONADORES CERAMICOS EN FILTROS ELECTRICOS	283
EQUIPO DE SOLDADURA POR PUNTOS DE 1 kHz	291
VARISTORES	311
BIBLIOGRAFIA	319

Funciones trigonométricas (logaritmos)

ANGULO	SENO	COSENO	TANGENTE	COTANGENTE	
0	$-\infty$	0,0000	$-\infty$	∞	90
1	$\bar{2},2419$	$\bar{1},9999$	$\bar{2},2419$	1,7581	89
2	,5428	,9997	,5431	,4569	88
3	,7188	,9994	,7194	,2806	87
4	,8436	,9989	,8446	,1554	86
5	,9403	,9983	,9420	,0580	85
6	$\bar{1},0192$	$\bar{1},9976$	$\bar{1},0216$	0,9784	84
7	,0859	,9968	,0891	,9109	83
8	,1436	,9958	,1478	,8522	82
9	,1943	,9946	,1997	,8003	81
10	,2397	,9934	,2463	,7537	80
11	$\bar{1},2806$	$\bar{1},9919$	$\bar{1},2887$	0,7113	79
12	,3179	,9904	,3275	,6725	78
13	,3521	,9887	,3634	,6366	77
14	,3837	,9869	,3968	,6032	76
15	,4130	,9849	,4281	,5719	75
16	$\bar{1},4403$	$\bar{1},9828$	$\bar{1},4575$	0,5425	74
17	,4659	,9806	,4853	,5147	73
18	,4900	,9782	,5118	,4882	72
19	,5126	,9757	,5370	,4630	71
20	,5341	,9730	,5611	,4389	70
21	$\bar{1},5543$	$\bar{1},9702$	$\bar{1},5842$	0,4158	69
22	,5736	,9672	,6064	,3936	68
23	,5919	,9640	,6279	,3721	67
24	,6093	,9607	,6486	,3514	66
25	,6259	,9573	,6687	,3313	65
26	$\bar{1},6418$	$\bar{1},9537$	$\bar{1},6882$	0,3118	64
27	,6570	,9499	,7072	,2928	63
28	,6716	,9459	,7257	,2743	62
29	,6856	,9418	,7438	,2562	61
30	,6990	,9375	,7614	,2386	60
31	$\bar{1},7118$	$\bar{1},9331$	$\bar{1},7788$	0,2212	59
32	,7242	,9284	,7958	,2042	58
33	,7361	,9236	,8125	,1875	57
34	,7476	,9186	,8290	,1710	56
35	,7586	,9134	,8452	,1548	55
36	$\bar{1},7692$	$\bar{1},9080$	$\bar{1},8613$	0,1387	54
37	,7795	,9023	,8771	,1229	53
38	,7893	,8965	,8928	,1072	52
39	,7989	,8905	,9084	,0916	51
40	,8081	,8843	,9238	,0762	50
41	$\bar{1},8169$	$\bar{1},8778$	$\bar{1},9392$	0,0608	49
42	,8255	,8711	,9544	,0456	48
43	,8338	,8641	,9697	,0303	47
44	,8418	,8569	,9848	,0152	46
45	,8495	,8495	0,0000	,0000	45
	COSENO	SENO	COTANGENTE	TANGENTE	ANGULO

RESONADORES CERAMICOS EN FILTROS ELECTRICOS

En este artículo se estudia la aplicación de los resonadores cerámicos a la realización de filtros eléctricos. Se consideran sus posibilidades y problemas planteados y se describen algunos ejemplos de aplicación.

Con los resonadores cerámicos que se han desarrollado en los últimos años pueden construirse filtros que tienen una anchura de banda relativa del 1% a 2%. Esto abre la posibilidad de interesantes aplicaciones en equipos de radio y telecomunicaciones.

Por ejemplo, para mejorar la selectividad en los receptores de radio, con frecuencia es aconsejable utilizar filtros que incorporan más de dos circuitos resonantes. Esto es difícil con los circuitos LC normales debido a sus factores de calidad algo pequeños (típicamente de 100 a 400). No obstante, los resonadores cerámicos tienen relativamente pocas pérdidas y se pueden construir fácilmente con factores de calidad de 1.000 o más. Esto hace que sean muy adecuados para su empleo en filtros de etapas múltiples.

Los resonadores piezoeléctricos tienen las siguientes ventajas sobre los tipos LC :

- no necesitan ajuste después del montaje;
- factores de calidad más elevados;

- dimensiones más pequeñas;
- inmunidad a los campos magnéticos parásitos;
- no hay campos magnéticos inherentes;
- bajo costo.

Para esta aplicación, un primer requisito es una buena estabilidad de las propiedades. El piezóxido PXE6 es el grado recomendado de material; la constante de frecuencia N_P^E es estable respecto a la temperatura y al tiempo.

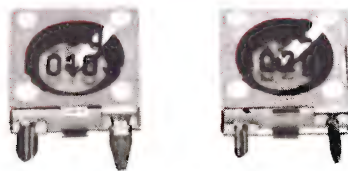


Figura 1. Resonadores cerámicos.

1. Modo de funcionamiento y construcción

Resonadores de 450 kHz a 480 kHz

El resonador consiste en un delgado disco de material cerámico con un electrodo a cada lado (fig. 2a). Este disco está polarizado axialmente, es decir, perpendicularmente a las superficies paralelas. Una tensión alterna aplicada a los electrodos del disco de piezóxido hace que éste vibre. Con las dimensiones indicadas, la primera resonancia se produce en el modo radial o planar, y para la gama de frecuencias 452 kHz a 480 kHz. O sea, el disco se dilata y contrae radialmente a esta frecuencia (véase la figura 2b). La constante de frecuencia apropiada y el coeficiente de acoplamiento son N_p^E y k_p .

Se debe realizar el contacto eléctrico con los electrodos del disco de PXE de tal forma que la vibración mecánica del resonador no se afecte notablemente. El centro del disco constituye un punto nodal con relación al recorrido radial y, por lo tanto, es el punto preferido para fijar el resonador. Para combinar la rigidez mecánica y el amortiguamiento mínimo, el resonador se sostiene entre dos puntos de contacto centrales.

Aparte del comportamiento cerca de la frecuencia nominal, cada resonador se caracteriza por un número de sobretonos que son típicos para el modo de vibración que se considere. Para un resonador de media longitud de onda verdadera (por ejemplo, una barra delgada en resonancia longitudinal excitada en el modo 31), las frecuencias de resonancia en serie de sobretonos se producen a 3, 5, 7, etc. veces la frecuencia de resonancia en serie. No obstante, para el disco delgado en vibración radial que se trata aquí, estas relaciones no son cifras enteras, sino que tienen valores α_n/α_1 indicados en la tabla 1.

La frecuencia de resonancia en serie para el sobretono enésimo del disco delgado en modo radial de vibración se expresa del siguiente modo:

$$f_{s(n)} = \frac{\alpha_n}{2\pi r} \sqrt{\frac{1}{s_{11}^E \rho_m (1 - \sigma^2)}} \quad (1)$$

Normalmente, estos sobretonos parcialmente inevitables no son perjudiciales ya que las correspondientes fre-

cuencias de resonancia en serie están a una distancia suficiente de la frecuencia de resonancia en serie fundamental. Si es necesario, se puede eliminar el acoplamiento piezoeléctrico (efectivo) que corresponde a cierto sobretono mediante una adecuada elección del diámetro del electrodo ($D_e < D$; véase la figura 2a).

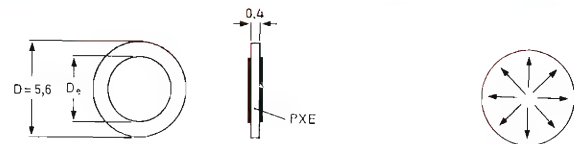


Figura 2. (a) Resonador cerámico disco con un electrodo en cada cara (dimensiones en mm). (b) Modo de vibración radial.

Resonadores de 10,7 MHz

La frecuencia resonante del resonador de la figura 2 está gobernada por su diámetro. Por ejemplo, si es necesario que un resonador de PXE6 funcione a $f_s = 450$ kHz, su diámetro tendrá que ser de 5,6 mm. Si es necesario que el resonador vibrando en el mismo modo funcione a $f_s = 10,7$ MHz, el correspondiente diámetro del disco de PXE tendrá que ser de unos 200 μm . Esta medida sobrepasa la capacidad de la tecnología más avanzada. La solución obvia consiste en seleccionar otros modos de vibración para los resonadores que funcionan a estas frecuencias.

Por ejemplo, hay el modo de vibración en espesor (ilustrado esquemáticamente en la figura 3), donde el espesor corresponde a media longitud de onda en la frecuencia de resonancia y el disco se fija en la dirección radial debido a que la resonancia del modo radial se encuentra a una frecuencia mucho más baja. La constante de frecuencia correspondiente es N_t^D . En principio, se puede utilizar el mismo disco de la figura 2. En contraste con un resonador de modo radial, la frecuencia de resonancia ahora está gobernada por la dimensión más pequeña del disco en lugar de la más grande. En la práctica las cosas no son tan simples, y el comportamiento resonante también depende del diámetro (para diámetro finito) en

Tabla 1. Coeficientes α_n .

coeficiente	resonancia fundamental		sobretonos			
	0	1	2	3	4	
α_n	2,05	5,39	8,57	11,73	14,88	
α_n/α_1	1,00	2,63	4,18	5,72	7,26	

la región de la resonancia en modo de espesor. Sin más precauciones, un resonador de espesor producirá una serie completa de resonancias parásitas no armónicas adicionadas a la frecuencia fundamental. Según se ve en la figura 4, se pueden suprimir estas resonancias indeseables mediante una cuidadosa elección del diámetro del electrodo.

En este caso, es imposible hacer el contacto sujetando el resonador por un nodo (como se hace con los resonadores radiales). No obstante, si la presión del contacto es suficientemente pequeña, se puede sujetar el resonador de espesor en cualquier posición.

También es posible tener resonadores que funcionen en el modo de espesor transversal para esta gama de frecuencias. Aquí la dirección de la polarización está en el plano de la placa de PXE, pero la dimensión que determina la frecuencia es el espesor de la placa. En este caso, la constante de frecuencia es N_s^E .

2. Encapsulado del resonador

Experimentalmente se ha encontrado que, en principio, se puede utilizar el mismo método para encapsular

los resonadores cualquiera que sea el modo de vibración.

Se encapsulan los resonadores por las siguientes razones:

- protección contra amortiguamiento mecánico externo,
- para facilitar la conexión a otros elementos

3. Características y medidas del resonador

Las frecuencias específicas en las que la impedancia de un resonador alcanza un mínimo o un máximo, se denominan frecuencia de impedancia mínima f_m y frecuencia de impedancia máxima f_n , respectivamente. Dependen íntimamente de las particulares frecuencias de resonancia en serie y en paralelo (f_s y f_p) en las que la impedancia se hace cero o infinito respectivamente si no hay elementos disipadores en el circuito equivalente. La frecuencia resonante en serie y N_p^E , la constante de frecuencia para el modo de vibración planar, están relacionadas con el diámetro del disco D del siguiente modo:

$$f_s = \frac{N_p^E}{D} \quad (2)$$

En aplicaciones prácticas es importante conocer los valores de los distintos elementos en el circuito equivalente del resonador. La figura 5 muestra el circuito equivalente en su forma más simple. Puesto que los cuatro elementos de este circuito, el inductor L_1 , el resistor R_1 , el condensador C_1 y el condensador C_0 , no existen como elementos individuales, se han de determinar sus valores respectivos mediante medición indirecta. Existen varios métodos, uno de los cuales consiste en medir los siguientes valores:

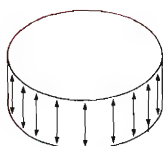


Figura 3. Modo de vibración fundamental de un resonador ideal en modo de espesor.

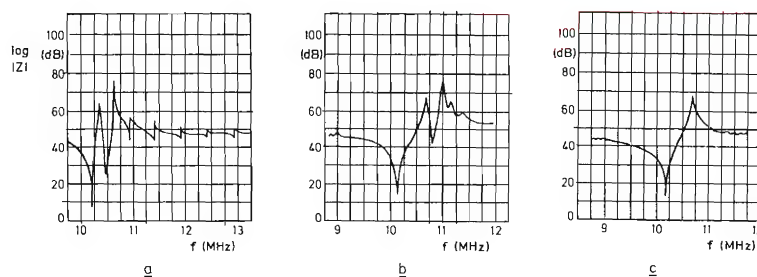


Figura 4. Eliminación de resonancias parásitas no armónicas por una elección adecuada del diámetro del electrodo, mediante la curva de impedancia de un resonador de modo de espesor con un diámetro de 5,6 mm.

- Electrodo que cubre toda la zona del disco.
- Electrodo central con un diámetro de 1,7 mm.
- Electrodo central con un diámetro de 1,2 mm.

- la capacidad en una frecuencia menor que f_s ;
- frecuencia resonante en serie f_s ;
- frecuencia resonante en serie f_{sL} con una capacidad de carga C_L conectada en serie;
- resistencia R_1 en la frecuencia resonante en serie.

Si se mide la capacidad del resonador en una frecuencia muy inferior a la frecuencia resonante, por ejemplo 1 kHz, el valor resultante es aproximadamente igual a:

$$C_{lf} \approx C_0 + C_1. \quad (3)$$

Las frecuencias resonantes en serie f_s y f_{sL} se miden mejor con el circuito de la figura 6, el cual reduce el efecto de capacidad parásita. Se ajusta la frecuencia del generador para transmisión máxima mientras se conecta el resonador entre los terminales *A* y *B* del circuito. Esta frecuencia es igual a la frecuencia de transmisión máxima del circuito y, como primera aproximación, también igual a la frecuencia de impedancia mínima y a la frecuencia resonante en serie f_s del resonador.

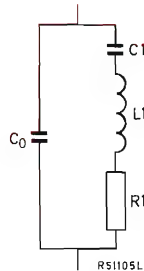


Figura 5. Circuito equivalente simplificado de un resonador de PXE.

Se utiliza el mismo método para determinar la frecuencia de transmisión máxima cuando se conecta una capacidad de carga adicional C_L en serie con el resonador. Una vez más como primera aproximación, esta frecuencia es igual a la frecuencia correspondiente a la impedancia mínima y a la frecuencia resonante en serie f_{sL} del resonador cargado. Así se calculan la capacidad e inductancia dinámicas del siguiente modo:

$$C_1 = (C_L + C_{lf}) \frac{f_{sL}^2 - f_s^2}{f_{sL}^2}; \quad (4)$$

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 (C_L + C_{lf})} \cdot \frac{f_{sL}^2}{f_{sL}^2 - f_s^2} \quad (5)$$

Una vez se conoce el valor de C_1 , se deduce fácilmente C_0 con bastante exactitud de la ecuación 3. Se puede determinar la resistencia R_1 reemplazando el resonador por un resistor de referencia R_{st} que dé la misma indicación que el resonador en la misma frecuencia y en máxima transmisión. La resistencia R_{st} es igual a la impedancia mínima, como primera aproximación, y es igual a R_1 .

Ejemplo

Se midieron los siguientes valores con un resonador de PXE6: $C_{lf} = 194,6$ pF; $f_s = 460,44$ kHz; $f_{sL} = 469,34$ kHz y $R_1 = 19,5$ Ω . La capacidad de carga, C_L , era de 200 pF. Sustituyendo estos valores en las ecuaciones 4 y 5, tenemos:

$$C_1 = 14,85 \text{ pF}$$

$$L_1 = 8,05 \text{ mH}.$$

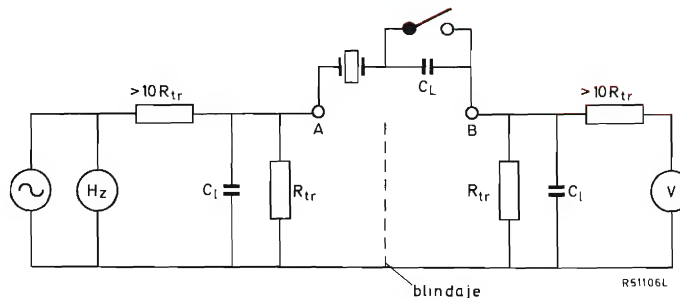


Figura 6. Circuito de transmisión para determinar las frecuencias resonantes en serie f_s y f_{sL} así como la resistencia R_1 . Las reacciones $1/\omega C_1$ (C_1 es la capacidad de fuga) han de ser elevadas en comparación con R_{tr} . Se cumple esta condición, por ejemplo, si $C_1 \approx 2$ pF, $f_s \approx 460$ kHz y $R_{tr} = 10$ Ω .

El valor de C_0 se puede determinar de la ecuación 3:

$$C_0 = 179,9 \text{ pF.}$$

Y el factor de calidad mecánica Q_m es igual a:

$$Q_m = \frac{1}{\omega_s C_1 R_1} = 1200.$$

4. Utilización de resonadores en filtros

Como ya se mencionó, a menudo se utilizan filtros con varios circuitos resonantes si, por ejemplo, se requiere una elevada atenuación fuera del paso de banda. En los siguientes apartados se describirán tres métodos distintos de incorporación de resonadores cerámicos en filtros multi-etapas.

Filtro híbrido de tres etapas

La figura 7 muestra el esquema de circuito de un filtro híbrido de tres etapas que comprende dos circuitos LC y un resonador completo con generador de señal y resistor de carga. Sin tener en cuenta el condensador en paralelo C_0 del resonador, el filtro consta de tres circuitos resonantes selectivos:

- circuito 1, que se compone de condensador C_1 , inductor L_1 y resistor R_1 en paralelo;
- circuito 2 (el resonador), que se compone de C_2 , L_2 y R_2 en serie;
- circuito 3, que se compone de C_3 , L_3 y R_3 .

La respuesta en frecuencia del primer circuito también depende de las pérdidas en C_1 y L_1 , que están representadas por la resistencia R_1 . Su respuesta también está influenciada por la impedancia del generador, es decir, la impedancia de salida del transistor precedente (generalmente la etapa mezcladora). Se pueden compensar todos los efectos capacitivos e inductivos del generador ajustando los valores de C_1 y L_1 . La parte real de la impedancia de salida está representada por R_s . La respuesta en frecuencia del tercer circuito depende totalmente de C_3 , de L_3 , de las pérdidas de estos componentes (representadas por R_3) y de la impedancia de entrada R_L del transistor que sigue.

Una de las características más importantes de un filtro es su impedancia de transferencia:

$$Z_T = \frac{V_o}{I_i}, \quad (6)$$

que es la relación entre la tensión de salida y la corriente de entrada. Un filtro está claramente definido por su impedancia de transferencia en el centro de su paso de banda (Z_{T0}), y por la dependencia de la frecuencia relativa α de la impedancia de transferencia:

$$\alpha = \frac{Z_{T0}}{Z_T}. \quad (7)$$

Con una adecuada definición de los factores de calidad, Q , de los tres circuitos y de los factores de acoplamiento, k , entre ellos, el valor de α , está unívocamente determinado por estos valores Q y k , al igual que en el caso de otras configuraciones de filtro. Por lo tanto, se pueden utilizar los métodos existentes de síntesis de filtro para los filtros híbridos.

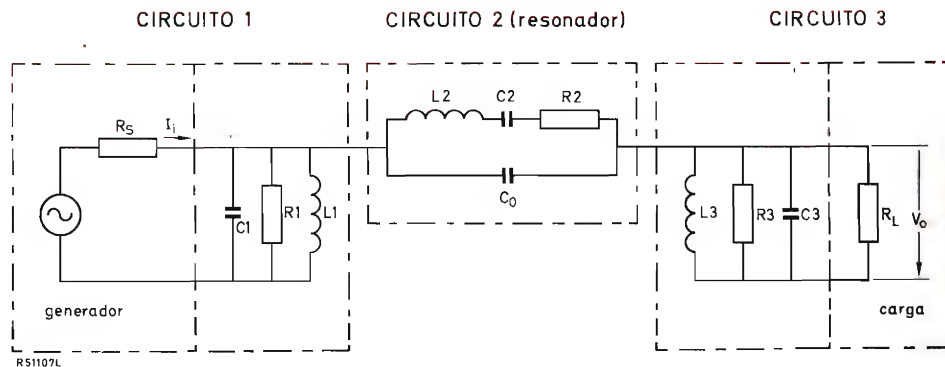


Figura 7. Esquema de circuito de un filtro de tres etapas con generador y carga.

La figura 8 muestra un circuito de filtro híbrido de tres etapas, que ha sido probado en la práctica. El condensador C_n compensa la asimetría del paso de banda causada por la resonancia paralelo del resonador (neutralización de la capacidad C_0). La figura 9 muestra la curva del paso de banda.

Filtros totalmente cerámicos

Se pueden utilizar resonadores piezoeléctricos cerámicos que tengan un coeficiente de acoplamiento k_p suficientemente elevado para la construcción de filtros sin la necesidad de circuitos convencionales LC.

La figura 10 muestra el esquema de circuito de un filtro totalmente cerámico que se compone de tres reso-

nadores. Se realiza el acoplamiento por medio de los condensadores C_{12} y C_{23} . Se carga la entrada del filtro con la resistencia del generador R_s , y su salida con la resistencia R_L . La resistencia adicional R_i sirve para ajustar el primer circuito resonante al factor Q requerido, y también forma el recorrido de c.c. que se requiere para polarizar el transistor precedente.

Para una banda de frecuencias estrecha, digamos el paso de banda, se puede determinar la respuesta en frecuencia del filtro a partir de los tres resonadores acoplados capacitativamente. Al igual que con los filtros híbridos, la dependencia de la frecuencia de la impedancia de transferencia se fija por los factores de calidad (definidos adecuadamente) de los tres resonadores y por sus coeficientes de acoplamiento mutuo.

Los filtros totalmente cerámicos tienen algunas venta-

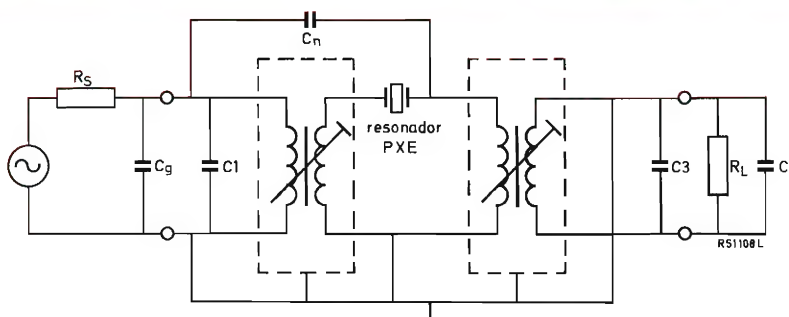


Figura 8. Circuito práctico de un filtro híbrido de tres etapas, con las siguientes características:

frecuencia central f_0	460 kHz \pm 1 kHz;
ancho de banda a 3 dB	4,5 kHz;
pérdida de inserción	13 dB;
"saddling"	\leq 0,5 dB;
atenuación final para:	
(a) $f_0 \pm 9$ kHz	unos 35 dB;
(b) $f_0 \pm 50$ kHz	unos 80 dB.

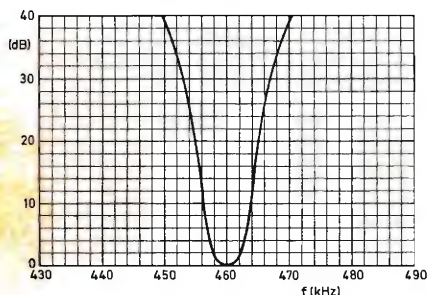


Figura 9. Curva de respuesta en frecuencia de un filtro híbrido de tres etapas.

jas sobre los filtros híbridos múltiples:

- todos los circuitos resonantes (resonadores) tienen el mismo coeficiente de temperatura;
- ocupan menos espacio;
- no se han de ajustar después de montaje;
- tienen mejor estabilidad.

Filtros monolíticos

En la descripción del resonador de 10,7 MHz, se indicó que se pueden eliminar las indeseables vibraciones no armónicas mediante una apropiada elección del tamaño

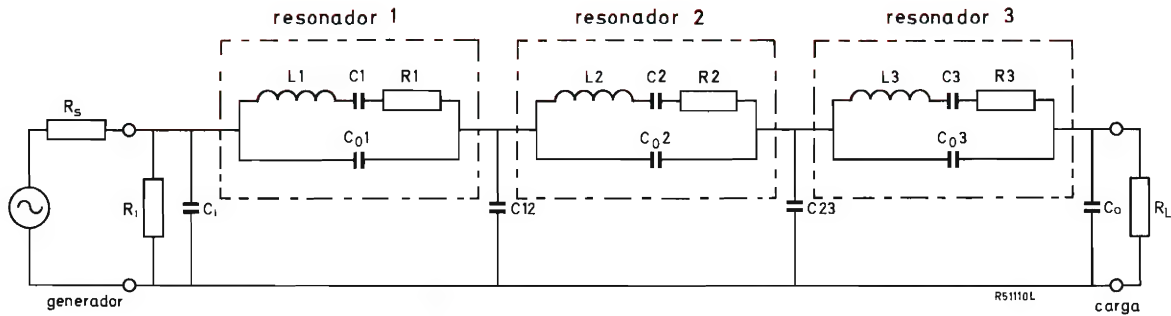


Figura 10. Circuito equivalente de un filtro totalmente cerámico con tres etapas.

de los electrodos. La idea es que el modo de vibración principal en la zona debajo de los electrodos acumula una resonancia, y que todas las demás vibraciones (con frecuencias más elevadas) abandonan esta zona hacia el borde del resonador donde se atenúan sin acumulación de resonancia. Esto se conoce como "captura de energía".

Evidentemente la distorsión del modo de vibración principal en este tipo de resonador no se puede cortar bruscamente en el borde del electrodo. La amplitud de las vibraciones disminuirá exponencialmente fuera de la zona del electrodo.

Es posible aplicar cierto número de resonadores a un chip, suficientemente separados entre sí para evitar interferencias.

Recíprocamente, se pueden colocar dos resonadores cerca el uno del otro. En tal caso, el recorrido fuera de

la zona del electrodo del resonador 1 no será despreciable en la posición del resonador 2, con el resultado de que este último se pone en vibración (fig. 11a). Esto es análogo al acoplamiento de dos péndulos mediante un pequeño resorte, o al acoplamiento de dos circuitos LC mediante su inductancia mutua. El filtro que resulta de resonadores acoplados sobre un solo chip se denomina filtro monolítico.

La figura 11b muestra un posible circuito equivalente de un filtro de dos secciones. El grado de acoplamiento entre los dos circuitos está determinado por la distancia D entre los electrodos, la cual da lugar a un determinado valor de C_{12} en el circuito equivalente.

La figura 12 muestra las características medidas del paso de banda de dos filtros monolíticos del tipo presentado en la figura 11a, acoplados por un condensador.

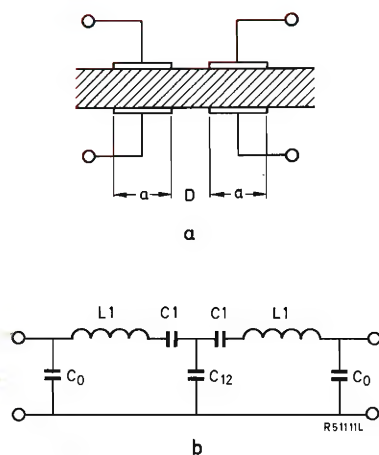
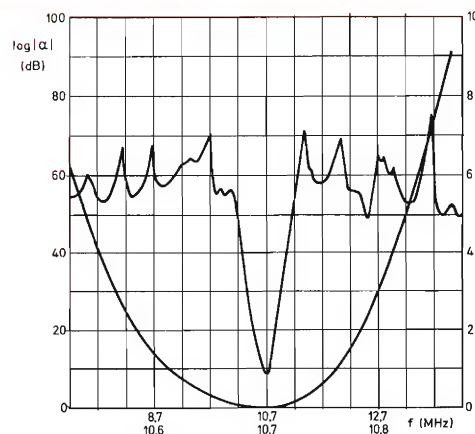

 Figura 11. (a) Filtro monolítico de dos secciones.
(b) Circuito eléctrico equivalente.


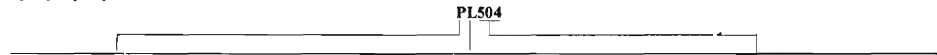
Figura 12. Atenuación del filtro que consta de dos filtros monolíticos acoplados capacitivamente, en función de la frecuencia. Se muestra también el paso de banda en una escala ampliada.

CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA VALVULAS RECEPTORAS DE RADIO Y TV

Este código de designación de tipos se refiere a las válvulas diseñadas para uso principalmente en equipo de reproducción y registro para aplicaciones domésticas tales como: receptores de radio y televisión, tocadiscos, magnetófonos y amplificadores de audio, proyectores de cine, audífonos y aparatos similares.

La designación de tipo consta de: DOS O MÁS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

Ejemplo y explicación:



La primera letra indica la tensión o corriente de calefactor	Las letras segunda y siguientes indican la construcción y/o aplicación de la válvula. (Si interviene más de un sistema de electrodos, estas letras se pondrán en orden alfabético.)	Número de serie
D ≤ 1,4 V; alimentación en serie o paralelo E 6,3 V; alimentación en serie o paralelo G varios; alimentación en paralelo L 450 mA; alimentación serie P 300 mA; alimentación serie U 100 mA; alimentación serie El uso de las letras A (4 V), B (180 mA), C (200 mA), F (12,6 V), K (2 V), V (50 mA) e Y (450 mA) ha sido abandonado	A diodo (excepto rectificadores) B doble diodo con cátodo común (excepto rectificadores) C triodo (excepto los triodos de salida de potencia) D triodo de salida de potencia E tetrodo (excepto los tetrodos de salida de potencia) F pentodo (excepto los pentodos de salida de potencia) H hexodo o heptodo (del tipo hexodo) K octodo o heptodo (del tipo octodo) L pentodo o tetrodo de salida de potencia M indicador visual de sintonía Y rectificadora de media onda Z rectificadora de onda completa	El número de serie consta de tres cifras. La primera cifra indica el tipo de la base: ¹⁾ 1 tipo de base varios 2 base miniatura de 10 patillas 3 base octal 5 base magnoval 8 base noval 9 base miniatura de 7 patillas La última cifra de los tetrodos y pentodos (excepto las válvulas de salida de potencia) indica el tipo de característica. Cifra par característica de pendiente constante. Cifra impar: característica de pendiente variable

¹⁾ El uso de las cifras restantes para otros tipos de base así como el de números de serie de una o dos cifras han sido abandonados.

CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA VALVULAS RECEPTORAS TIPO PROFESIONAL

Este código de designación de tipo se refiere a las válvulas de vacío receptoras tipo profesional, diseñadas para uso principalmente en equipo de comunicaciones, de proceso de datos y otras aplicaciones industriales.

La designación de tipo consta de: DOS O MÁS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

Ejemplo y explicación:



La primera letra indica la tensión * de calefactor	La segunda letra y siguientes indican la construcción y/o la aplicación de la válvula. (Si interviene más de un sistema de electrodos, estas letras se ponen en orden alfabético.)	Número de serie
E 6,3 V: alimentación paralelo o serie	A diodo C triodo (excepto triodos de potencia de salida) D triodo de potencia de salida E tetrodo (excepto tetrodos de potencia de salida) F pentodo (excepto pentodos de potencia de salida) L tetrodo o pentodo de potencia de salida H heptodo M indicador visual de sintonía	El número de serie consta de 4 cifras. La primera cifra indica el tipo de base: ¹⁾ 1 tipos de base varios 2 base miniatura de 10 patillas 3 base octal 5 base magnoval 8 base noval 9 base miniatura de 7 patillas

¹⁾ Los números de serie para los prototipos terminan siempre en 0, los de variantes en una de las cifras 1 a 9. Las otras primeras cifras se usan para nuevos tipos de base, si es preciso.

EQUIPO DE SOLDADURA POR PUNTOS

El equipo de soldadura por puntos que se describe en este artículo se utiliza para soldar hilos de conexión en componentes eléctricos y electrónicos. En su realización se emplean circuitos de la serie FZ/30.

1. Introducción

Normalmente, la potencia requerida para aplicaciones de soldadura por puntos se obtiene de la red a través de un transformador.

El tiempo de soldadura se controla por un contactor o por semiconductores de potencia (tiristores, triacs) y la potencia de soldadura requerida se controla eligiendo cierto número de semiciclos de la tensión de red.

La potencia suministrada se puede controlar por control de fase si se utilizan tiristores o triacs.

En todos estos casos, el tiempo ajustado no es muy exacto porque un contactor necesita un cierto tiempo para abrir o cerrar (algunos ms) y un tiristor o triac conducirá hasta el próximo cruce por cero de la tensión de red (10 ms máximo).

Para algunas aplicaciones es necesario desconectar en un tiempo mucho más corto, por ejemplo para soldar hilos en los extremos de resistores de carbón.

En este artículo se describe un equipo de soldadura por puntos que puede desconectar en 170 μ s.

El circuito utiliza un inversor puente de ocho tiristores con una frecuencia de funcionamiento de 1 kHz aproximadamente.

El tiempo de soldadura es ajustable desde 0 hasta 20 ms con una máxima potencia de pico de 65 kVA (20 V y 3250 A, ó 10 V y 6500 A) para una carga resistiva. Normalmente la carga es más o menos inductiva, lo que reduce la máxima potencia de soldadura eficaz a unos 35 kVA.

El circuito de control se realiza con módulos de la serie FZ/30 y se utilizan en total 33 circuitos integrados.

2. Diagrama de bloques

La figura 1 muestra el diagrama de bloques, que contiene:

Bloque A: el rectificador de la tensión de red.

Bloque B: el acoplador.

Bloque C: el inversor.

Bloque D: el transformador.

Bloque E: la parte mecánica del equipo de soldadura.

Bloque F: la unidad de control.

La red trifásica rectificada proporciona una tensión de c.c. máxima de 500 V.

El inversor produce una tensión de onda cuadrada entre +500 V y -500 V con una frecuencia de 1 kHz que alimenta al transformador. Este entrega una tensión de 20 V/3250 A ó 10 V/6500 A que se aplica a la parte mecánica del equipo.

La unidad de control recibe señales de "arranque" y "paro" del bloque E, o de operación manual y controla la potencia del inversor y el ángulo de disparo del rectificador.

3. Circuito de potencia

En la figura 2 se da la parte rectificadora del circuito de potencia conectada a una red trifásica de 380 voltios.

El puente rectificador está formado por tres diodos (BYX52) y tres tiristores (BTW24-1200RM), y proporciona una tensión de c.c. entre 300 V y 500 V, que depende de las señales de disparo de los tiristores.

La tensión de c.c. alimenta a la etapa acopladora por medio de una inductancia L_4 para limitar excesivas corrientes de carga.

Las señales de disparo de los tiristores están sincronizadas por los transformadores T_{12} , T_{13} y T_{14} .

La tensión del acoplador se aplica al inversor.

Inversor

El inversor (fig. 3) consta de ocho tiristores BTW32-1200RM y da una potencia máxima de 65 kVA.

Los tiristores TH_4 , TH_6 , TH_8 y TH_{10} son los tiristores de red y TH_5 , TH_7 , TH_9 y TH_{11} son los tiristores de conmutación.

Para la explicación del inversor se considera sólo la parte superior izquierda de la figura 3.

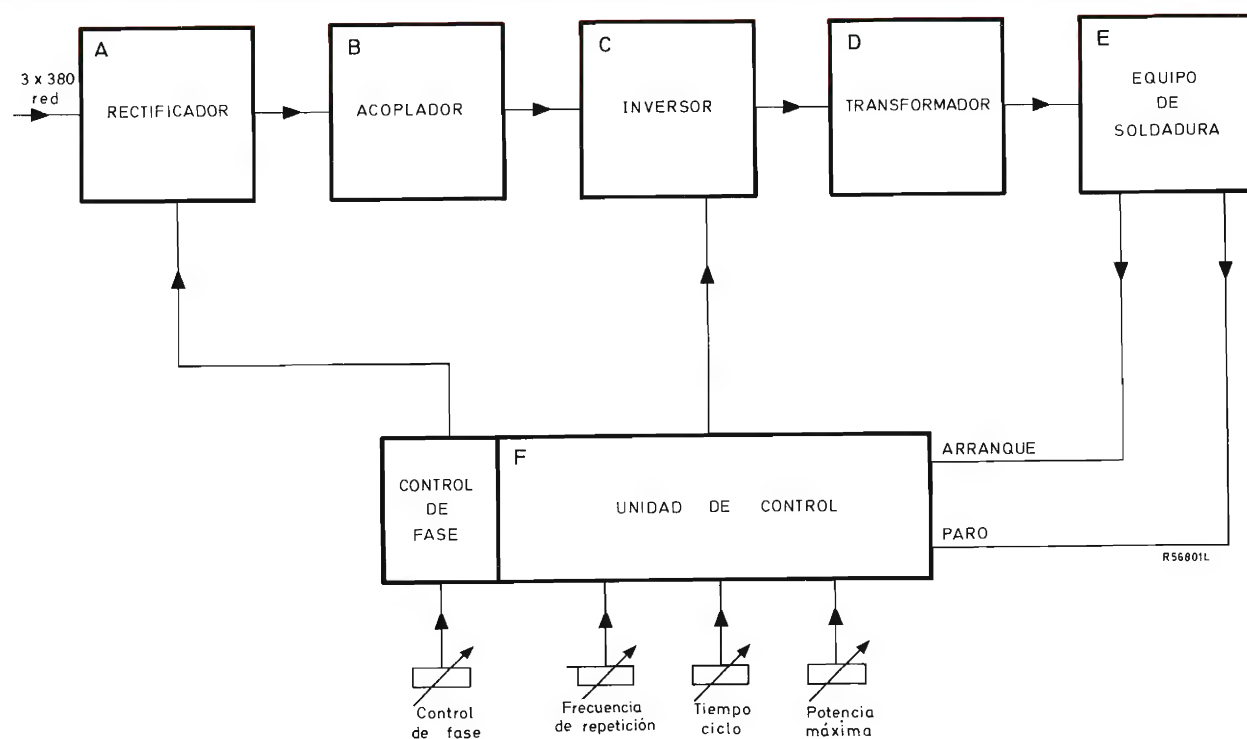


Figura 1. Diagrama de bloques.

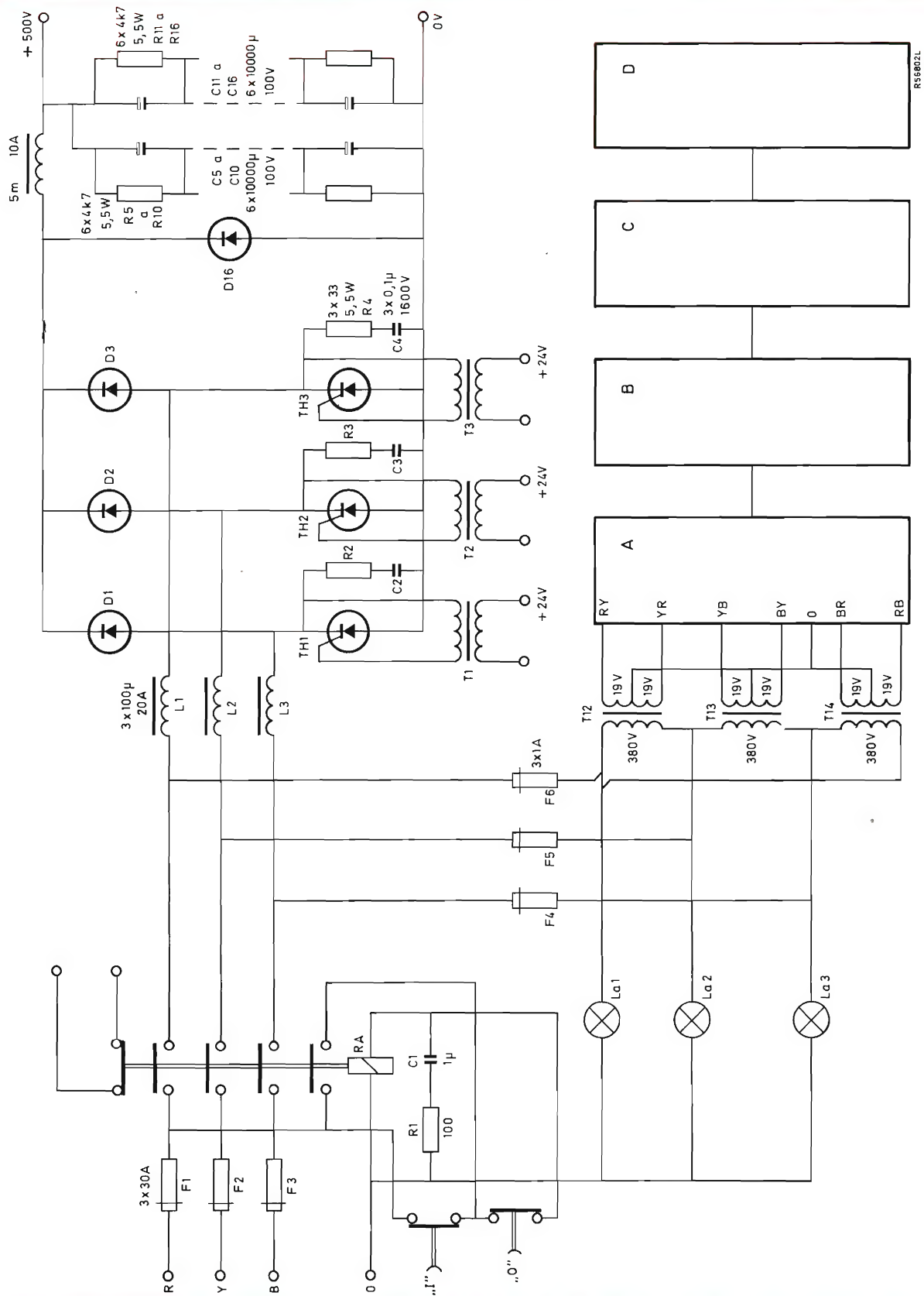


Figura 2. Circuito de alimentación

Al aplicar al chopper la tensión E , el condensador C_{17} se carga hasta E por el resistor R_{103} .

Cuando se dispara TH_4 en el instante t_0 , el punto A pasa a $+E$ (fig. 4b), y por tanto, una corriente empieza a circular por la carga.

Esta situación continúa hasta que se dispara TH_5 y se conmuta TH_4 . Al dispararse TH_5 (t_1), la tensión en C_{17} del circuito resonante C_{17} , L_5 pasará a $+2E$ (t_2 en la figura 4c). En el mismo instante (t_1) la corriente en TH_5 empieza a circular, el máximo valor es

$$\hat{I}_{TH5} = E \sqrt{\frac{C}{L}}.$$

En t_2 la corriente a través de TH_5 deja de circular y la corriente de descarga del condensador circula a través de D_5 .

A partir de t_2 , la tensión de C_{17} disminuye a cero (t_3) porque la corriente después del instante t_2 es negativa y por tanto TH_5 conmutará ($t_{off} = \pi \sqrt{LC}$).

Cuando I_{D5} sea mayor que la corriente de carga I_L , el diodo D_4 empezará a conducir y TH_4 se conmutará.

El tiempo de descebado de TH_4 es $t_4 - t_3$.

Después de t_4 el condensador C_{17} se descargará a través de D_5 y de la carga, como muestran las figuras 4c y 4d.

Si este circuito es resonante el condensador se descargará a un bajo valor negativo.

Después el condensador se cargará otra vez a cero por medio del resistor R_{18} y el diodo D_6 . Si en cero no hay carga resistiva (como en figura 3), es posible que la tensión en el punto A no pase a cero sino que pase a un bajo valor predecible (V_{rest}), ya que el condensador C_{17} no se descarga a cero cuando hay amortiguamiento en el circuito (fig. 4f).

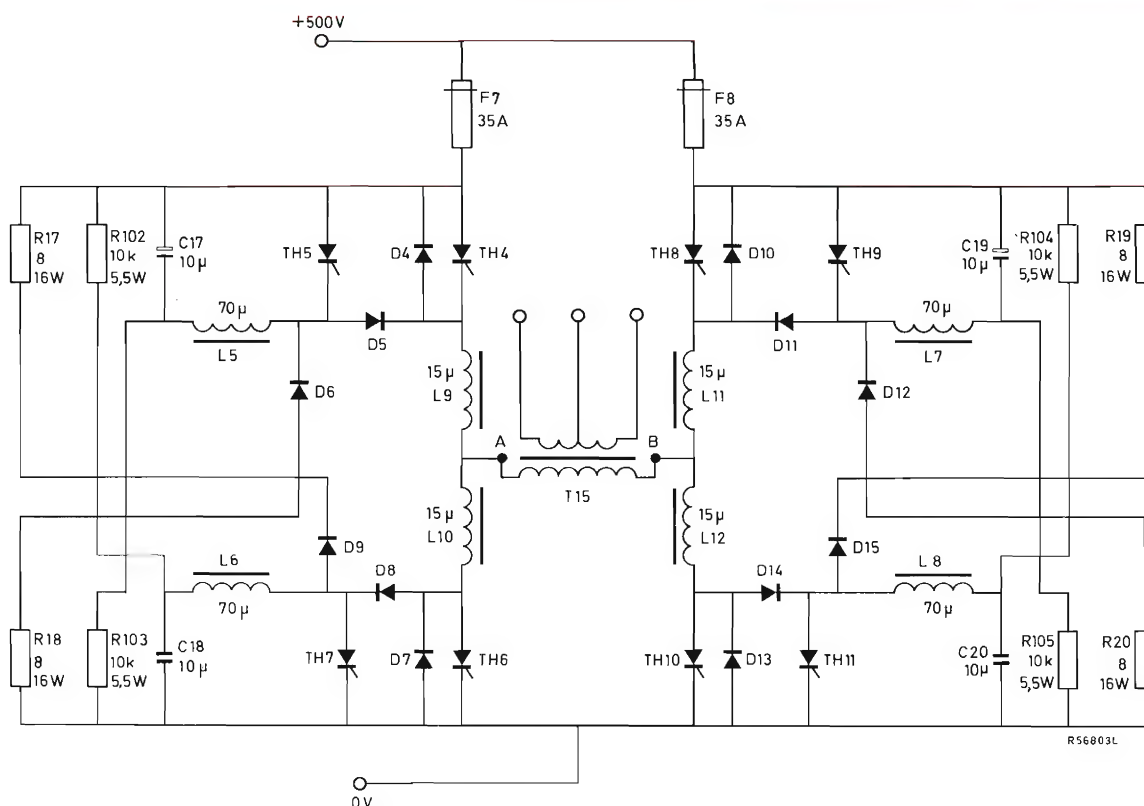


Figura 3. Circuito de alimentación.

BTW24-1200RM TH_1, TH_2, TH_3

BTW32-1200RM TH_4 a TH_{11}

BYX25-1000 D_6, D_{12}

$C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{20}$: $9 \times 10 \mu F$ (3 en serie y 3 en paralelo).
(C_{21} a C_{28}, R_{21} a R_{28}).

BYX25-1000R

D_9, D_{15}

BYX52-1200

$D_1, D_2, D_3, D_4, D_7, D_8, D_{10}, D_{13}, D_{14}$

BYW52-1200R

D_5, D_{11}, D_{16}

A través de cada tiristor se coloca una red de $0,22 \mu F$ y 10Ω

Si ahora se dispara TH_6 , la tensión en C_{17} pasará a $-V_r$, D_6 y R_{18} y amortiguan este circuito resonante y la tensión en C_{17} es siempre E voltios para el siguiente ciclo de conmutación de TH_4 .

El funcionamiento de los otros tres choppers es exactamente igual al descrito, por tanto un chopper recobra siempre el nivel de carga del condensador de conmutación de su opuesto.

Funcionamiento

Los tiristores TH_4 y TH_6 se disparan alternativamente y esto proporciona una tensión de onda cuadrada en el punto A (fig. 3). Los tiristores TH_8 y TH_{10} se disparan también alternativamente, pero la fase puede estar des-

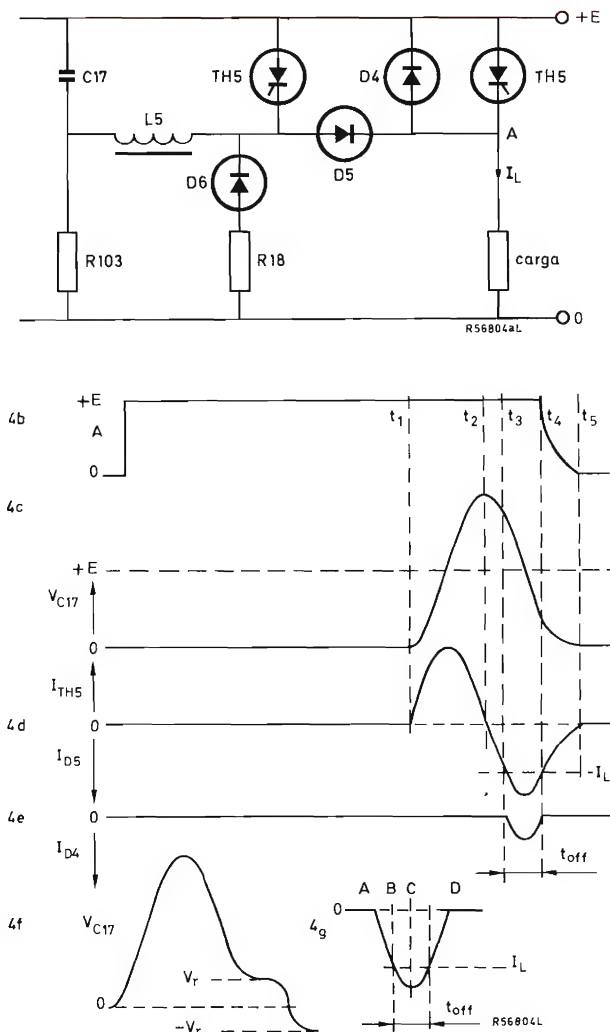


Figura 4.

plazada respecto a TH_4 y TH_6 .

La tensión de salida del inversor en los puntos A y B de la figura 3 está determinada por la diferencia entre las salidas de ambos choppers separados.

Como puede verse en la figura 5, no existe tensión entre A y B cuando los choppers producen tensiones que están en fase (t_1). Si las tensiones de A y B no están en fase, el transformador recibe una tensión como se ve en la figura 5 (t_2). Cuando las tensiones de A y B están en oposición de fase, la tensión a través del transformador es máxima (t_3).

De esto puede deducirse que es posible controlar la tensión en el transformador desplazando la fase de los impulsos de disparo de ambos choppers, como se muestra en la parte inferior de la figura 5.

Si la carga es puramente resistiva, la corriente de carga tiene exactamente la misma fase que la tensión. Pero si hay una resistencia R y una inductancia L , la corriente de carga se retardará respecto a la tensión, como ocurre en el inversor descrito. En la figura 6 se muestran las formas de onda.

Antes de t_0 , los tiristores TH_4 y TH_8 están conduciendo. En t_0 , se dispara TH_6 y la tensión en los terminales del transformador aumenta hasta -500 V.

La corriente en el transformador y por tanto en TH_6 y TH_8 aumenta con un cierto gradiente di/dt , que de-

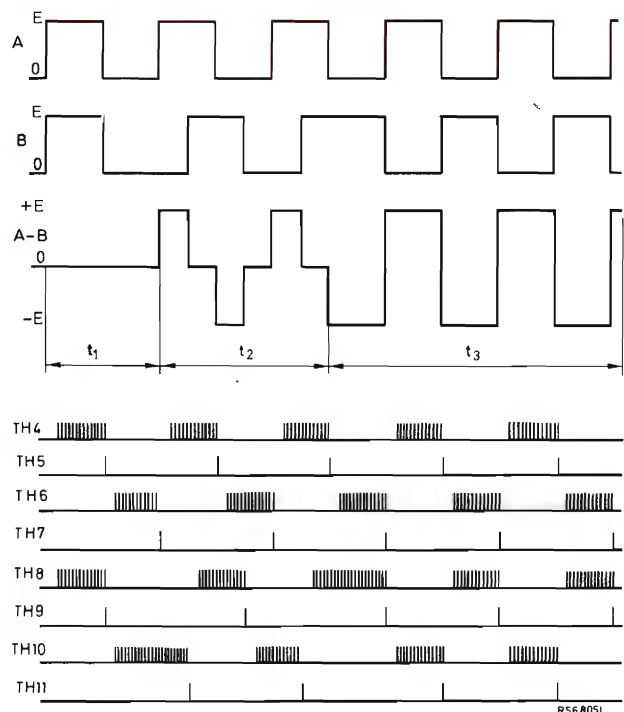


Figura 5. Formas de onda.

pende del valor de la inductancia de carga.

En t_1 , se dispara el tiristor de conmutación TH_9 y la tensión en el circuito de resonancia L_7 y C_{19} pasará a $2E$. (Véanse las figuras 4c y 4d.) En t_2 la corriente empieza a circular desde el circuito resonante a través de D_{11} hacia la carga y D_{10} , y conmutará a TH_8 (fig. 6g). Tiene que conmutar la máxima corriente.

En t_3 , I_{TH6} y la corriente de carga están en su máximo valor, D_{10} deja de conducir y la tensión entre los terminales del transformador disminuye a cero y por tanto la corriente en el transformador disminuirá. Pero, la corriente que circula en el transformador sigue circulando, y encontrará su camino a partir de A a través de TH_6 y D_{13} hasta B y a través de T_{15} vuelve a A .

Entre t_3 y t_4 la corriente del circuito resonante disminuye a cero y por tanto la corriente a través de D_{13} absorberá la corriente de carga. Después de t_4 la corriente de carga disminuye un cierto tiempo L/R .

Unos $20 \mu s$ después de t_4 , se disparará TH_{10} hasta el instante t_8 , y así durante este tiempo la tensión en B

es cero.

En t_5 el tiristor de conmutación TH_7 se disparará. Y en t_6 , el tiempo de conmutación de TH_6 comienza ($t_{off} = t_7 - t_6$).

De la figura 6f se puede ver que para cargas inductivas TH_7 tiene que conmutar una corriente mucho menor que el tiristor de conmutación TH_9 , ya que la corriente del tiristor está disminuida en este momento a un valor mucho menor que la corriente en el instante t_3 (\hat{I}).

Unos $20 \mu s$ después de t_7 , se dispara TH_4 y la tensión entre los terminales del transformador T_{15} toma un valor positivo.

La corriente a través de TH_4 , T_{15} y TH_{10} aumenta y se repite el ciclo completo en la tensión positiva tal como se ha descrito para el medio ciclo negativo.

En t_8 , se dispara TH_{11} . Entre t_9 y t_{10} se conmuta TH_{10} . Entre t_{10} y t_{11} la corriente de carga se deriva por D_{10} .

Desde t_{10} hasta t_{13} , disminuye la corriente de carga en TH_4 . En t_{12} se dispara TH_5 , y entre t_{13} y t_{14} se conmuta TH_4 .

Unos $20 \mu s$ después de t_{14} , se dispara TH_6 y la corriente negativa crece en el transformador y el semiciclo negativo empieza otra vez.

Las líneas de puntos indican las formas de onda asociadas en otras partes del circuito que son importantes para el funcionamiento de las descritas.

Los oscilogramas 1, 2 y 3 muestran las formas de on-

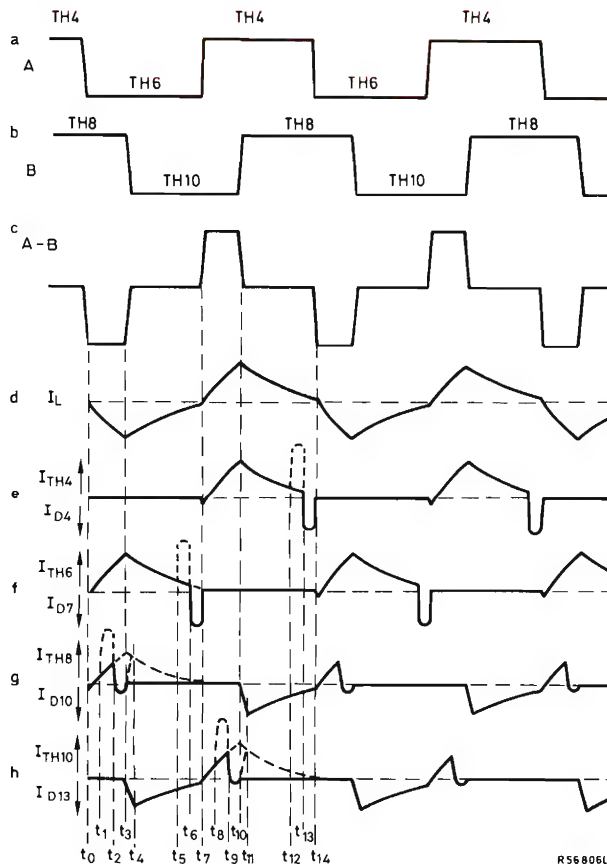
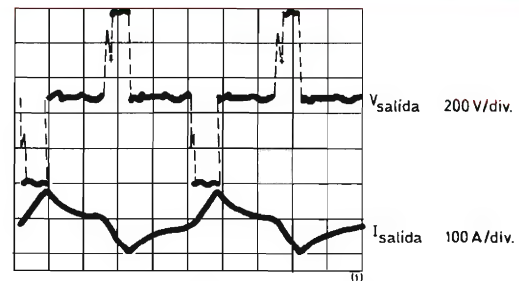
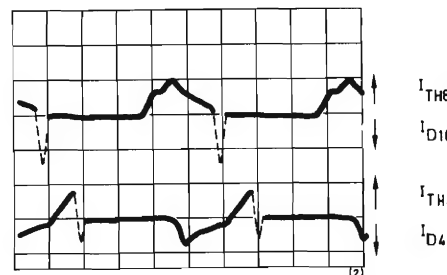


Figura 6.



Oscilograma 1. $200 \mu s/div$, $200 V/div$, $100 A/div$.

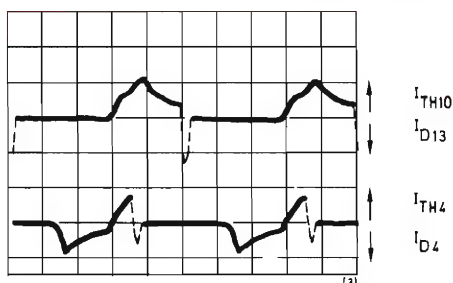


Oscilograma 2. $200 \mu s/div$, $100 A/div$.

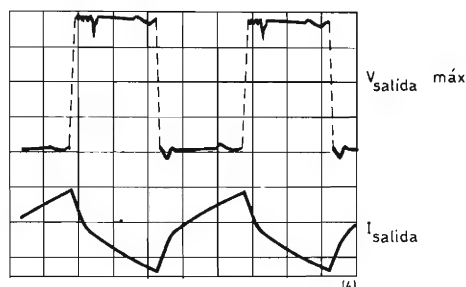
da del inversor. Cuando la tensión de salida es máxima, oscilograma 4, los tiristores tienen que conmutar la máxima corriente (oscilograma 5).

Para evitar las corrientes impulsivas de entrada en el transformador T_{15} , los impulsos de tensión son muy pequeños al comienzo de cada ciclo de soldadura y aumentan a la tensión fijada en tres períodos como mínimo. En el oscilograma 6 se muestra la pendiente y en el oscilograma 7 la forma de onda de la corriente asociada.

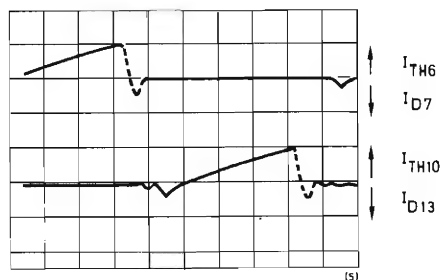
Para evitar también valores elevados de di/dt y dv/dt en los tiristores, se colocan las bobinas L_9 , L_{10} , L_{11} y L_{12} entre los tiristores de red y ambos choppers.



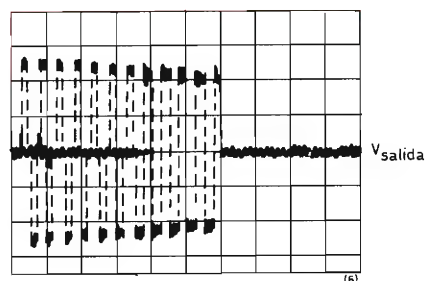
Oscilograma 3. 200 μ s/div, 100 A/div.



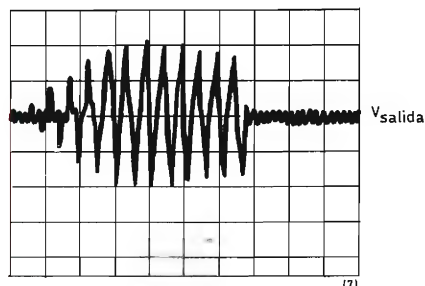
Oscilograma 4. 200 μ s/div, 250 V/div, 100 A/div.



Oscilograma 5. 100 μ s/div, 100 A/div.



Oscilograma 6. 2 ms/div, 200 V/div.



Oscilograma 7. Pendiente. 200 ms/div, 50 A/div.

4. Unidad de control de fase (fig. 8j)

Bloque A: contiene los transformadores para la sincronización con la red.

Bloque B: en este bloque se producen las tensiones en diente de sierra, que están sincronizadas con los impulsos del bloque A.

Bloque C: los comparadores de este bloque comparan las tensiones en diente de sierra del bloque B con la tensión de control ajustada.

Bloque D: las tensiones de salida del bloque C y del bloque E se controlan y dispararán los tiristores a través de los amplificadores de salida.

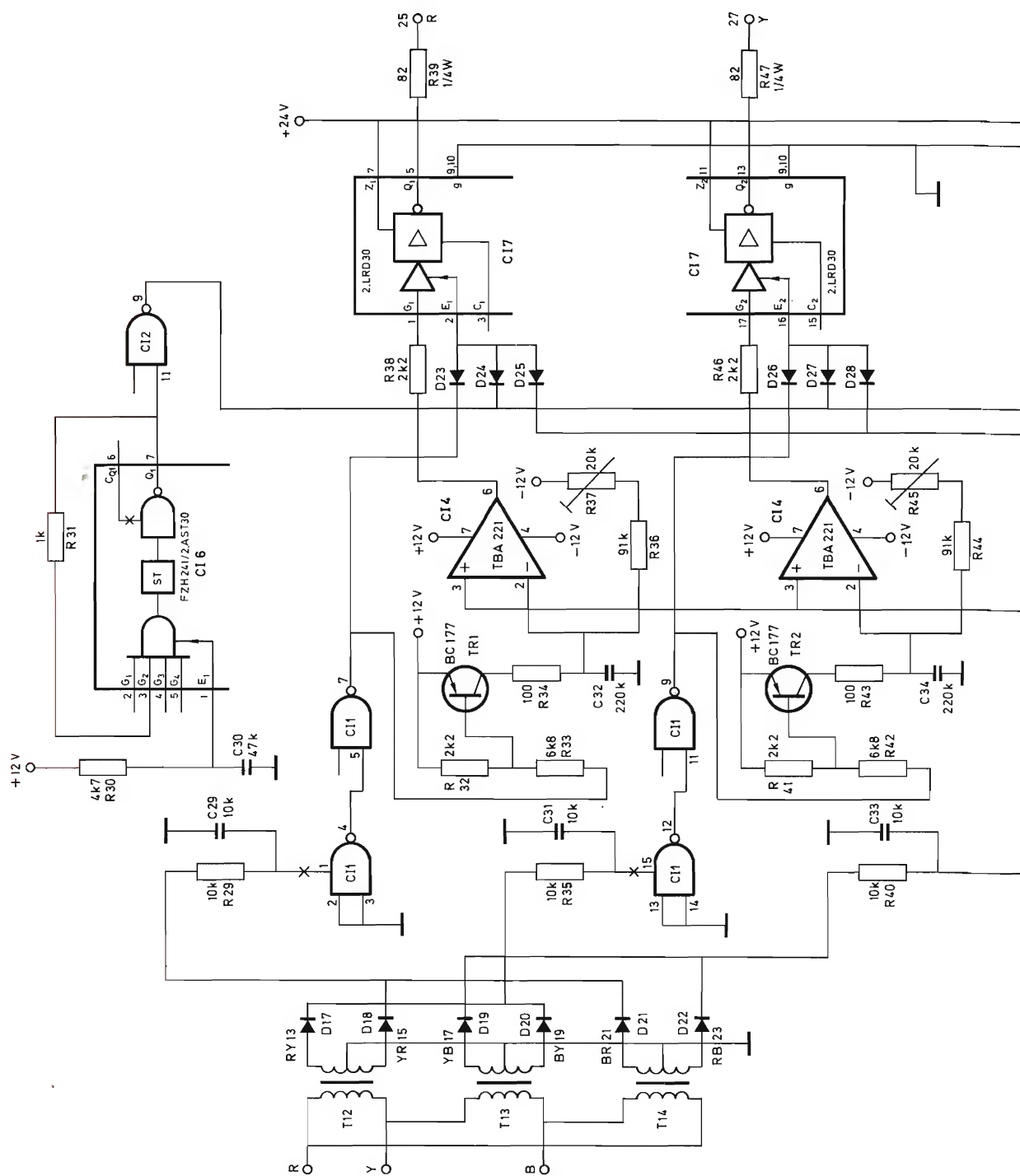
Bloque E: es un oscilador de relajación que produce impulsos con una frecuencia de unos 40 kHz.

Descripción del circuito

El esquema de la unidad de control de fase se muestra en la figura 7 y las formas de onda asociadas en la figura 8.

Para la explicación del circuito describiremos sólo una fase (fase R).

De las figuras 2 y 8a se puede ver que el tiristor R



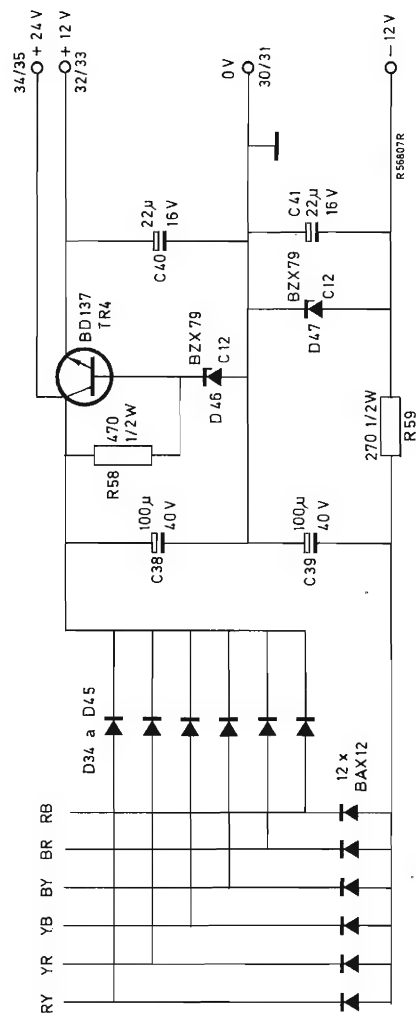


Figura 7. Esquema de la unidad de control de fase.

$CI_1 = 4.NAND30/FZH111$
 $CI_2 = 4.NAND30/FZH111$
 $CI_3, CI_4, CI_5 = TBA221$
 $CI_6 = 2.AST30/FZH241$
 $CI_7, CI_8 = 2.LRD30$
 Todos los diodos son BAW62

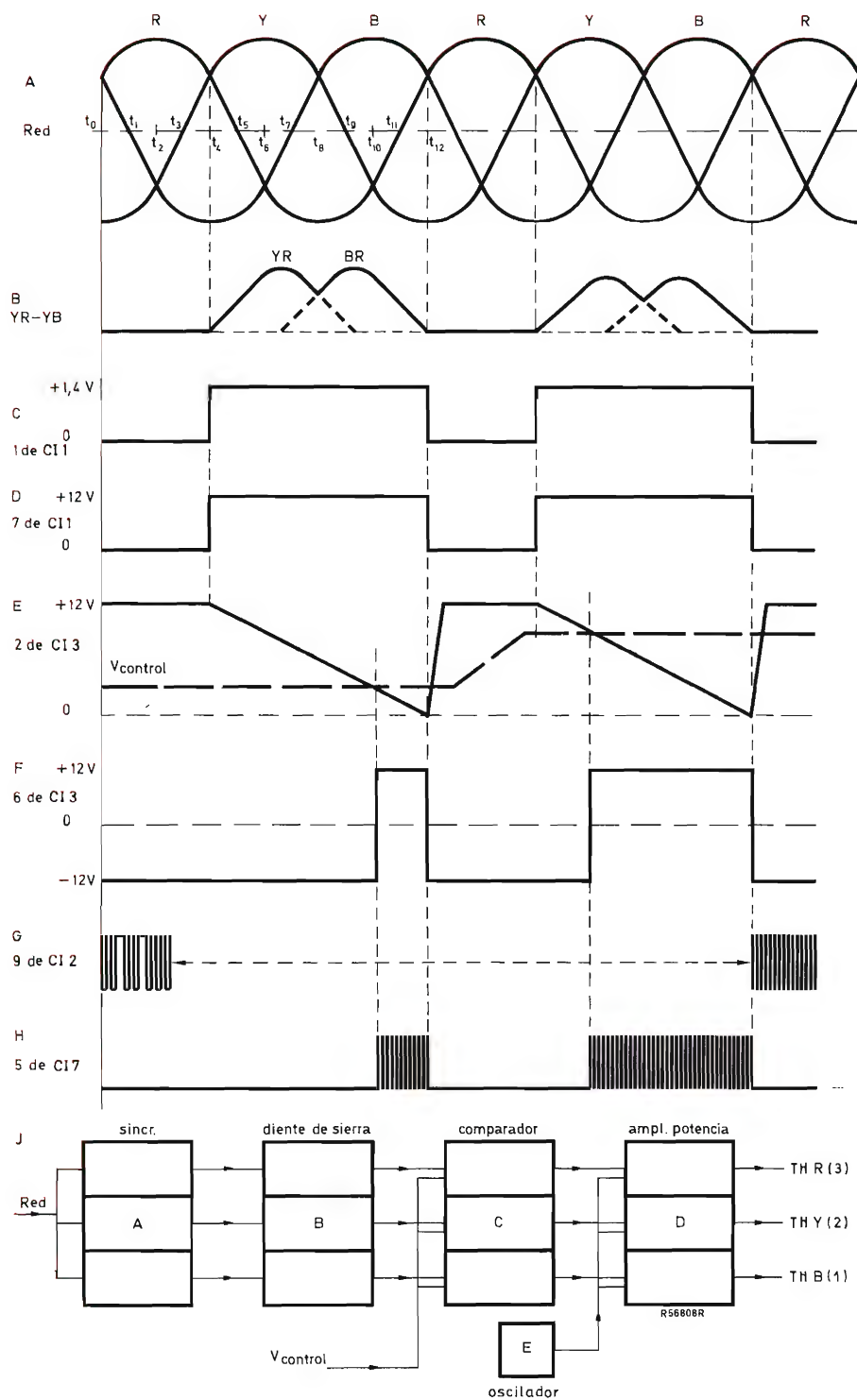


Figura 8.

tiene que dispararse cuando la fase *R* tiene una tensión negativa con respecto a las fases *Y* y *B* (entre t_4 y t_{12} en la figura 8a).

La sincronización de todas las fases se realiza con los transformadores T_{12} , T_{13} , T_{14} y los diodos D_{17} a D_{22} .

La tensión $YR + BR$ para la fase *R* se aplica al punto 1 de CI_1 a través de R_{29} (fig. 8c), por lo que la salida 7 de CI_1 está en ALTO durante el intervalo de t_4 a t_{12} (fig. 8d).

Antes de t_4 , la salida 7 de CI_1 estaba en BAJO y TR_1 conducía, de modo que C_{32} estaba cargado a +12 V (véase la figura 8e).

En t_4 , TR_1 deja de conducir y la tensión en C_{32} disminuirá a cero casi linealmente.

La descarga de C_{32} puede ajustarse con R_{37} , de modo que en t_2 sea $V_{C_{32}} = 0,2$ V.

La tensión en C_{32} y la tensión de control se comparan en CI_3 (TBA221) (fig. 8e).

Cuando $V_{C_{32}}$ es menor que $V_{control}$, la salida 6 de CI_3 (fig. 8f) está en ALTO y por tanto los impulsos de disparo del oscilador CI_6 pueden disparar el tiristor *R* a través del amplificador de potencia CI_7 (fig. 8h).

El tren de impulsos se detiene inmediatamente en t_{12} , donde el punto 7 de CI_1 pasa a BAJO y entonces bloquea los impulsos de disparo por medio de D_{24} .

A partir de esto se puede ver que cuanto más elevada es $V_{control}$, más se adelanta el disparo del tiristor *R* y mayor es la tensión aplicada al separador.

La sincronización de las fases *Y* y *B* se realiza por las tensiones $RY + BY$ y $YB + RB$ respectivamente.

Una ventaja de esta sincronización es que la secuencia de fase no es importante.

Además, un circuito de conmutación prohíbe los primeros impulsos de disparo durante algún tiempo después de la conexión, a través de los diodos D_{25} , D_{28} y D_{31} para prevenir disparos falsos.

Con un segundo circuito (C_{36} y R_{56}), la tensión de control comienza, para tensión cero en conexión, y después crece progresivamente hasta el valor ajustado por R_{55} , por lo que el condensador separador se carga linealmente y se evitan corrientes de carga elevadas.

La parte inferior de la figura 7 muestra la fuente de alimentación para el circuito de control completo.

Se obtienen tres tensiones, +12 V y -12 V estabilizadas para los circuitos de control, y +24 V no estabilizada para las etapas de salida de disparo.

5. Circuito de control

Para la explicación del circuito de control se opta por un diagrama de circulación, porque es muy complicado explicar el circuito siguiendo el esquema.

El diagrama de circulación se muestra en la figura 9.

Las señales de salida requeridas se muestran en la parte inferior de la figura 5.

Funcionamiento

Después de conectar (3) en modo 5 ha de elegirse operación manual u operación automática.

Si se selecciona operación manual, el SI de 5 pasa a los modos 7 y 8.

El módulo *FF* (13) puede activarse por medio de 7 y 11 si se presenta el impulso simple de señal, que procede de un pulsador.

Si existe la señal de arranque 2, se puede activar el módulo *FF* (13) por medio de 8 y 11. El impulso de arranque se deriva de la parte mecánica del equipo de soldadura, indicando que la siguiente pieza está preparada para soldarse.

Si en el modo 5 se optó por operación automática, el NO de 5 se aplica al modo 9 junto con el impulso de 2 Hz del oscilador 6, y se activa *FF* (13) cada medio segundo por medio de 9 y 11.

Cuando *FF* (13) está activado por una de las señales antes mencionadas, el temporizador 18 es accionado por el modo 15.

El oscilador 21 puede funcionar ahora un tiempo hasta 20 ms (t_{off} de 18) en una frecuencia de 2 kHz.

Para la explicación se toma primero la parte izquierda del diagrama. Los impulsos de 2 kHz de 21 se aplican a 23, un disparador *FF*.

La salida de 23 es una onda cuadrada con una frecuencia de 1 kHz. El modo 25 comprueba si la salida de 23 está en nivel ALTO (SI o NO).

El conformador de impulsos entrega un impulso en cada cambio de estado de la salida SI de 25.

Si la salida de 23 no está en ALTO se dispara TH_6 , con los impulsos de disparo de 41, a través de 44.

Si la salida de 23 para ALTO, la salida SI de 25 activa el conformador de impulsos 29. El impulso de 29 y la salida SI de 24 darán al tiristor de conmutación TH_7 un impulso de disparo por medio de 35 (véanse las figuras 3 y 5).

El impulso de 29 acciona también al temporizador 32 y se bloquea el oscilador 41 durante el retardo de T_{32} (tiempo de conmutación de TH_7 , 170 μ s).

Después del retardo T_{32} se dispara el tiristor de red TH_4 por la salida SI de 25 y por los impulsos de disparo de 41 a través de 43.

Esto continúa hasta que la salida de 23 pasa a NO ALTO. En este momento la salida SI de 25 ya no existe y cesan los disparos de TH_4 . En el mismo momento, 29 dará un impulso de disparo al tiristor de conmutación TH_5 junto con la salida NO de 25 a través de 37.

El temporizador 32 se acciona también por el impulso

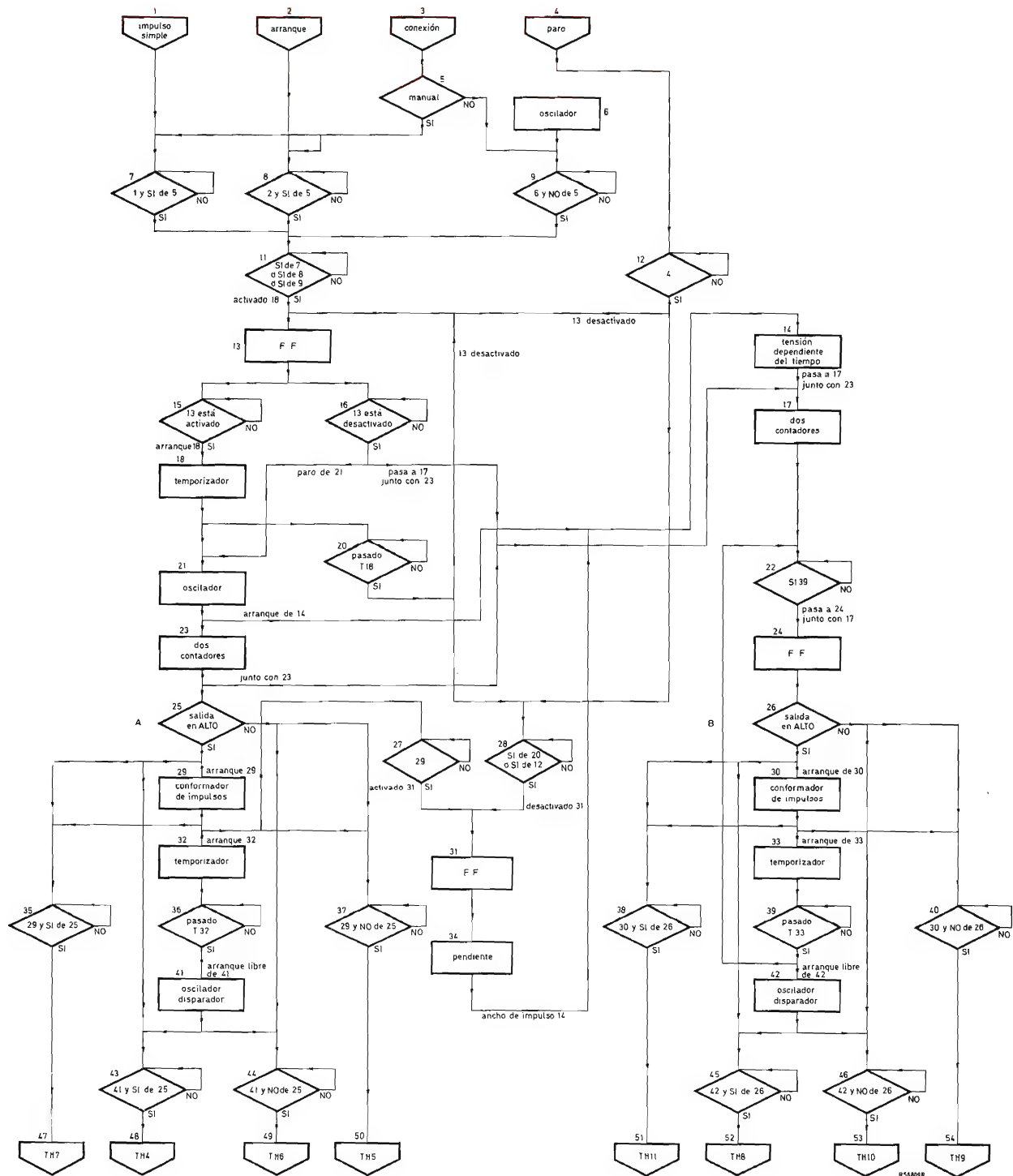


Figura 9. Diagrama de circulación.

de 29 y después del tiempo de conmutación de TH_5 (tiempo de 32), el oscilador disparador 41 produce otra vez impulsos de disparo y, junto con la salida NO de 25 dispara el tiristor de red TH_6 .

Esto continúa hasta que la salida de 23 cambia y se presentará otra vez SI en 25.

En este momento, TH_7 recibirá un impulso de disparo y se repetirá el ciclo completo.

Esto continúa hasta que pasa el tiempo de 18 o hasta que aparece la señal de paro 4, la señal de paro se deriva de la parte mecánica del equipo de soldadura.

En ese momento se desactiva FF (13) a través de 20 ó 12 respectivamente, y el oscilador 21 se para por medio de 16 y, por tanto, la salida de 23 permanecerá en la posición que estaba en aquel momento (fig. 10a) hasta que FF (13) se active de nuevo para el siguiente ciclo de soldadura.

El desfase entre A y B (fig. 10) se realiza del siguiente modo: se activa FF (13) por un impulso de arranque, se acciona el temporizador 18 y el oscilador 21 empieza a producir impulsos de 2 kHz.

En cada flanco de paso a negativo se disparan los dos contadores, y por tanto la salida cambia de estado, por ejemplo de BAJO a ALTO. El conformador de impulsos 29 entrega un impulso y se activa FF (31) a través de 27, que comienza la pendiente 34 (fig. 10). Esta tensión en pendiente se aplica al temporizador 14 dependiente de la tensión. El temporizador 14 se pone en marcha en el mismo flanco de paso a negativo de 21.

El temporizador 14 da un impulso pequeño, ya que la tensión en pendiente es pequeña. En el flanco de paso a negativo del impulso, la información de 23 (ALTO) se deriva por 17 y cuando $T33$ ha pasado la información de 17 se deriva de 17 a 24 a través de 22.

La salida de 24 pasa a ALTO y el conformador de impulsos 30 se activa. Este impulso de 30 y la salida SI de 26 entregan un impulso de disparo a TH_{11} .

El impulso del conformador de impulsos acciona también al temporizador 33 y cuando pasa el tiempo $T33$, TH_8 se disparará por medio del SI de 26 y de 42.

Como puede verse, la parte derecha del circuito funciona exactamente igual que la parte izquierda, sólo un cierto tiempo más tarde que depende del tiempo de 14.

En el próximo flanco de paso a negativo de 21, se dispara el temporizador 14 y la tensión en pendiente es algo mayor, lo que determina un mayor ancho de impulso aumentado y la parte derecha (B) sigue a la parte izquierda (A) con un cierto retraso.

Esto continúa hasta que la tensión en pendiente es máxima, de modo que las tensiones de A y B (fig. 10) están casi en oposición de fase y la tensión en el transformador es máxima.

Si ahora se desactiva FF (13) por el temporizador 18

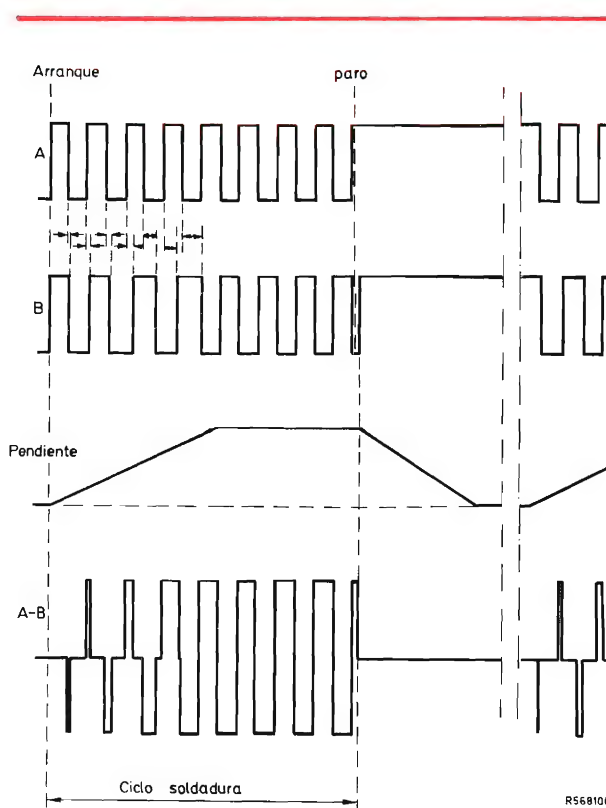


Figura 10. Formas de onda de pendiente.

o por el paro 4, la salida SI de 16 detiene al oscilador 21 y la información de 23 se toma inmediatamente en 17.

Si el tiempo de 33 no ha pasado en ese momento, la información de 17 no se derivará en 24, ya que el ciclo de conmutación no ha terminado, pero esperará hasta que pase $T33$.

Los dos contadores 23 y FF (24) están ahora en el mismo estado, ambos en ALTO o ambos en BAJO, y la tensión de salida a través del transformador es cero.

Con la desactivación de FF (13) también se desactiva FF (31) por medio de 28 y la tensión en pendiente disminuirá a cero.

Todo el circuito está ahora preparado para empezar un nuevo ciclo de soldadura.

El circuito se muestra en las figuras 11, 12 y 13.

6. Protección de conexión y desconexión

Cuando el circuito se conecta ha de tenerse la seguridad de que no seguirán disparos erróneos de los tiristores.

Esto se consigue con el condensador C_{63} , que bloquea los amplificadores de salida durante el tiempo necesario para que el condensador acoplador se cargue y la tensión

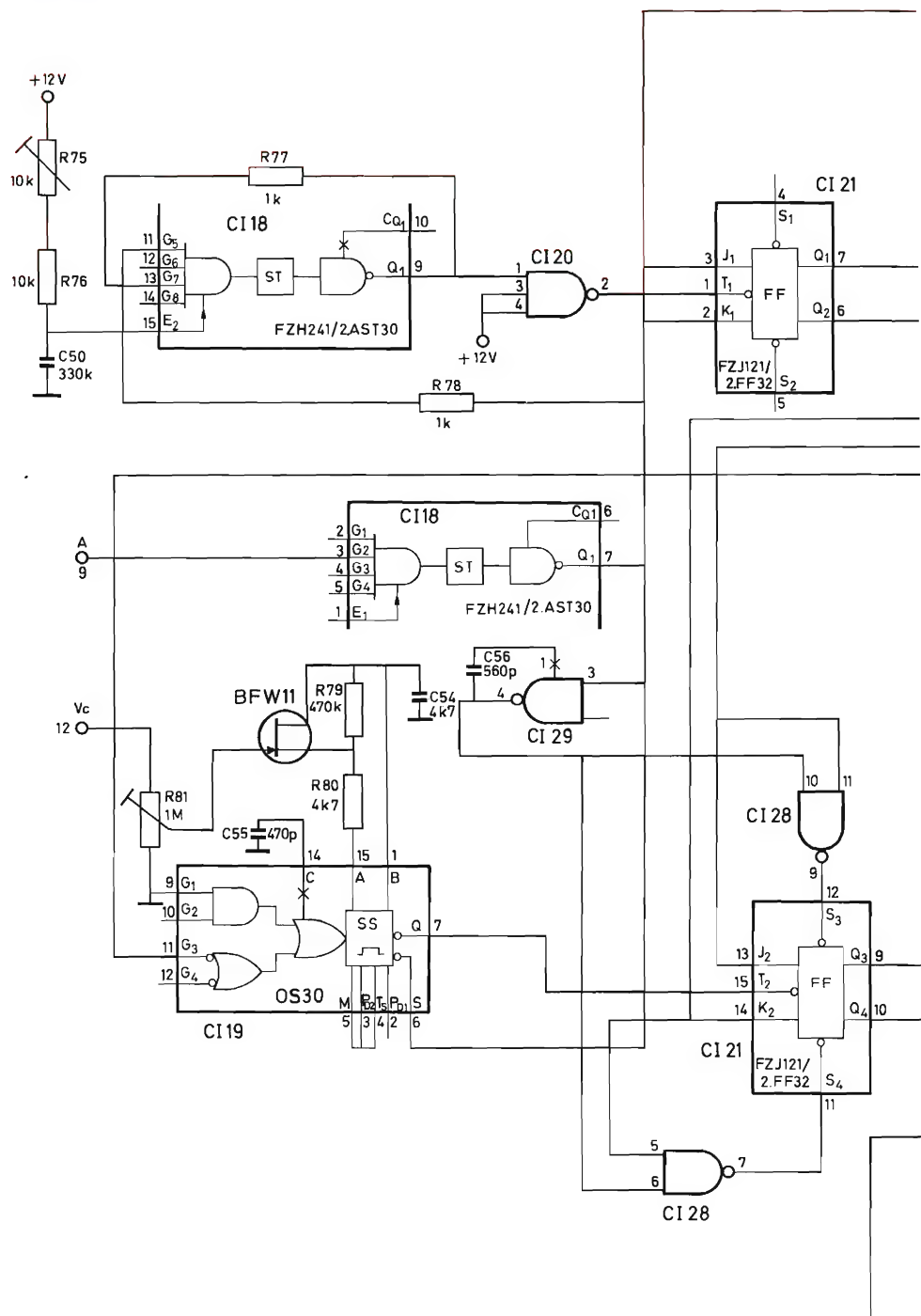
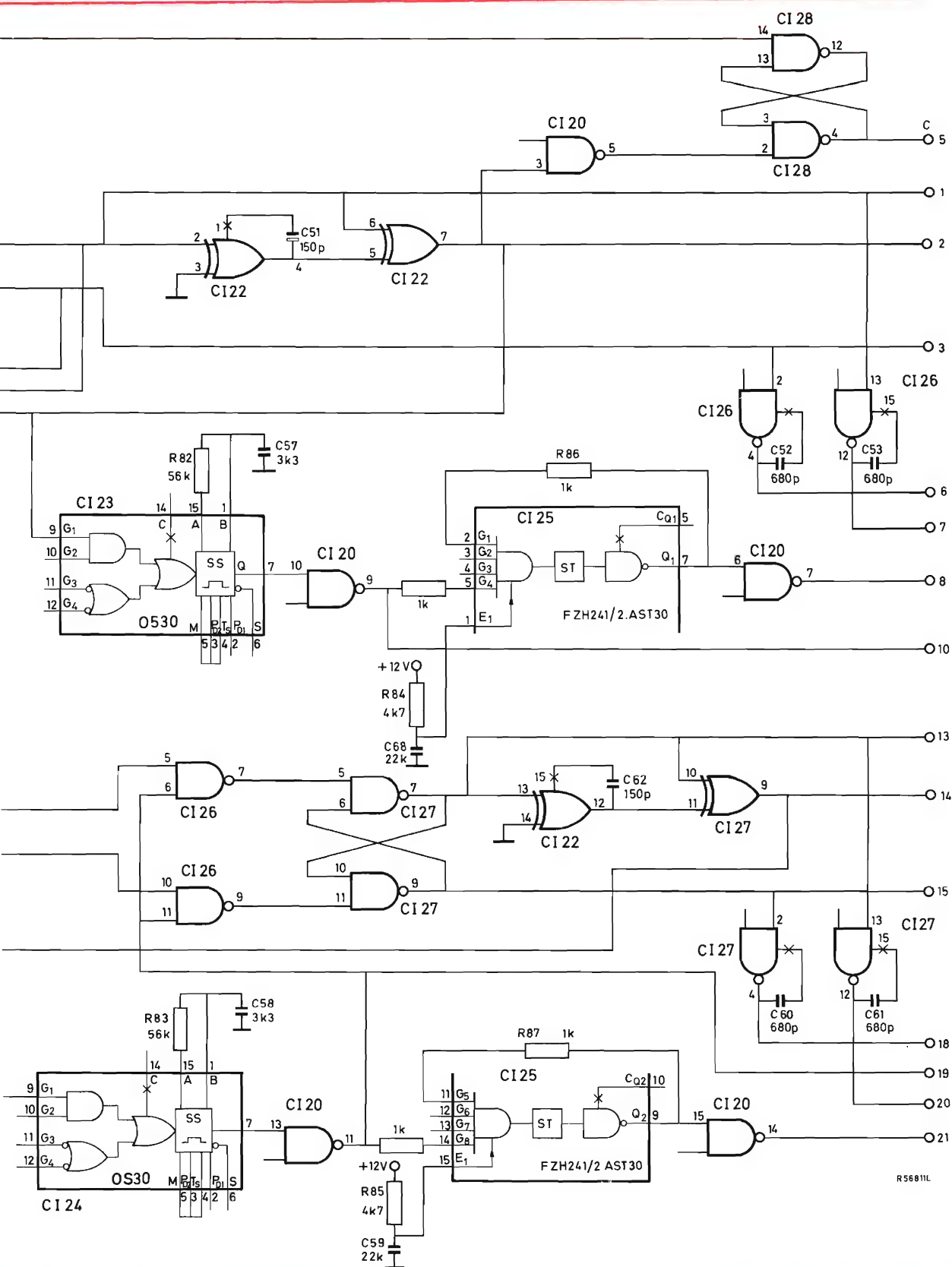
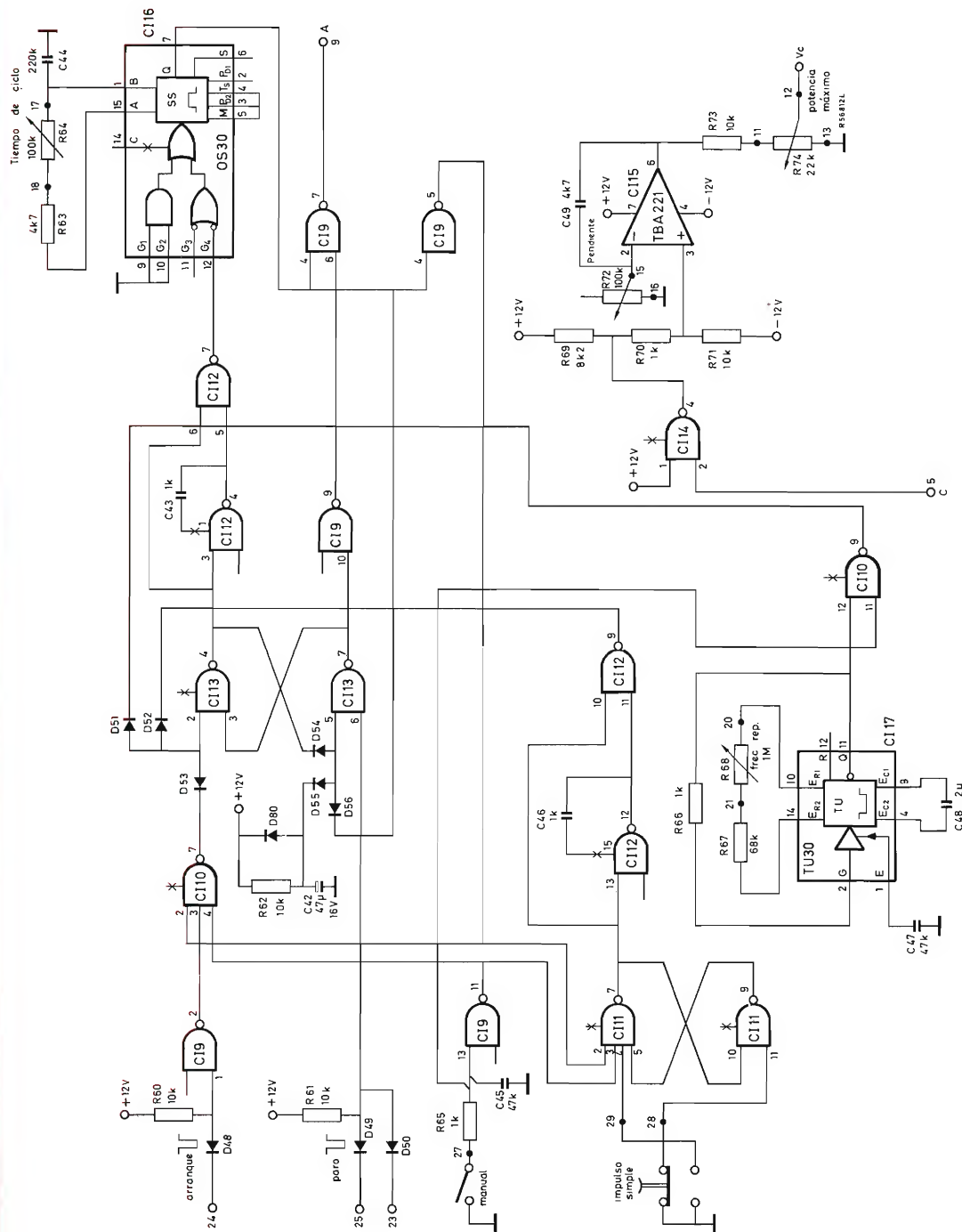


Figura 11. Esquema del circuito de control.

CI₁₈, CI₂₅ = FZH241/2AST30CI₁₉ = FZK101/OS30CI₂₀ = FZH201/6.IN30CI₂₁ = FZJ121/2.FF32CI₂₂ = FZH271/4.EO30CI₂₃, CI₂₄ = FZK101/OS30CI₂₆, CI₂₇, CI₂₈, CI₂₉ = FZH111/4.NAND30





C14 = 4.LJ31/FZH161
C15 = TBA221
C16 = OS30/FZK101
C17 = TU30

Figura 12. Esquema del circuito de control.
C9 = 6.IN30/FZH201
C10, C11 = 2.NAND31/FZH131
C12, C13 = 4.NAND30/FZH111

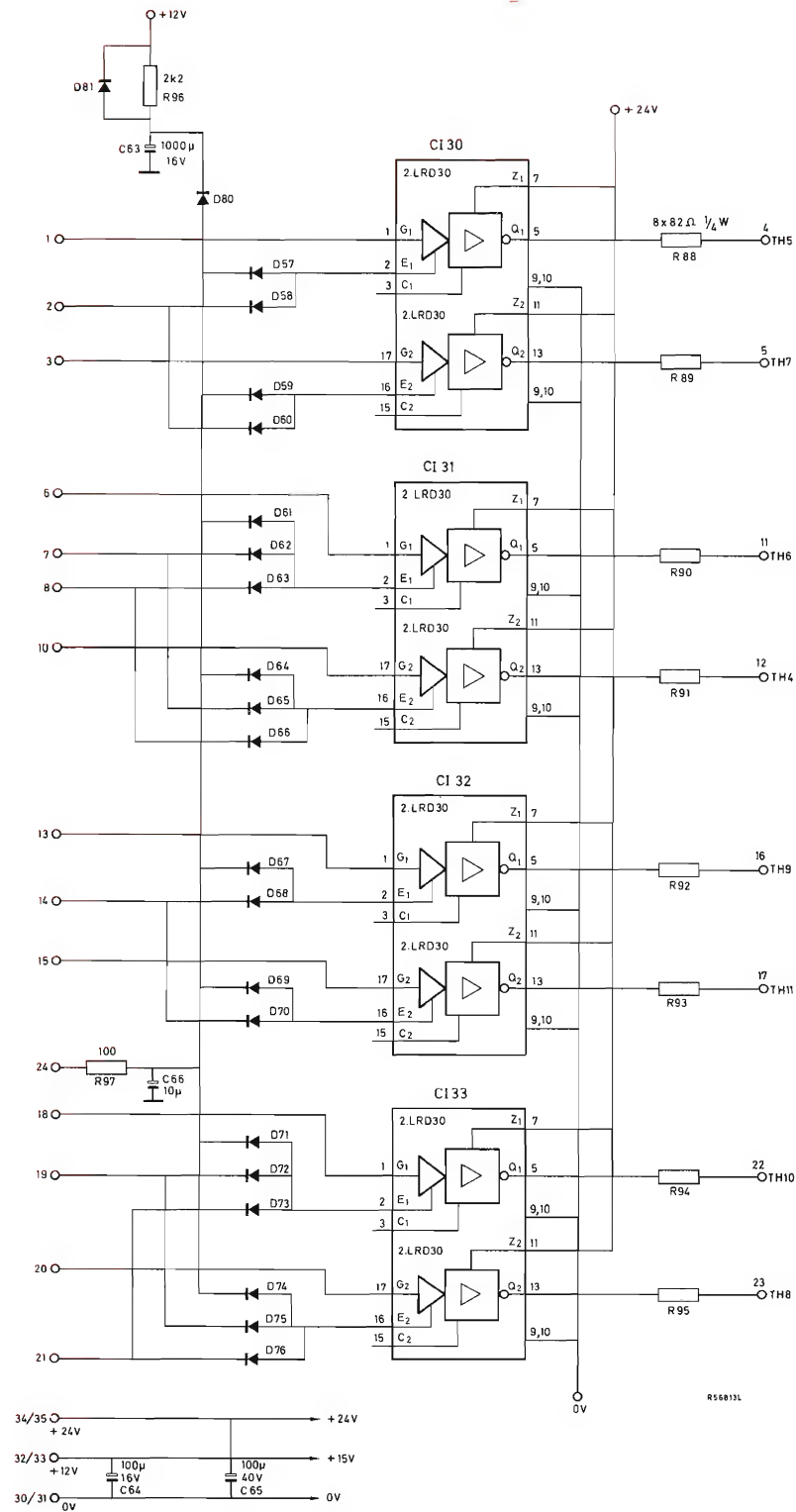


Figura 13. Esquema del circuito de control. $CI_{30}, CI_{31}, CI_{32}, CI_{33} = 2.LRD30$

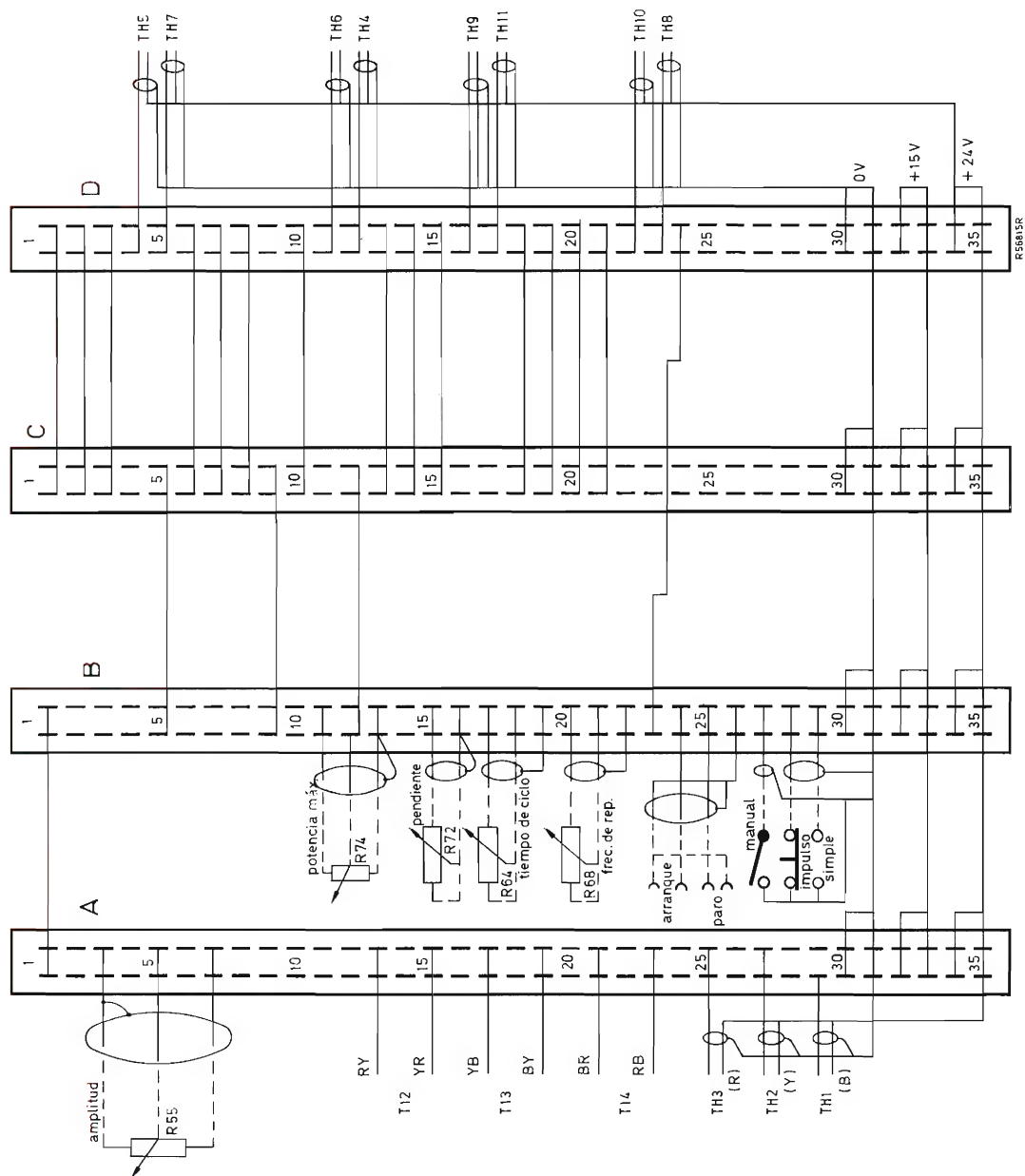


Figura 15. Esquema de cableado.

de alimentación se presente.

Cuando el circuito se desconecta, la tensión en el condensador acoplador permanecerá en un determinado valor.

Por ello debemos prevenir disparos erróneos.

Esto se consigue con el circuito de la figura 14.

Durante el funcionamiento normal TR_4 conduce, la tensión de +24 V es mayor que el nivel de paso a conducción del disparador Schmitt y, por tanto, TR_5 no conduce y el punto 24 está en ALTO.

Si se desconecta, la tensión de +24 V disminuye y cuando se hace menor que 20 V, el nivel de paso a bloqueo del disparador de Schmitt, punto 24, pasa a BAJO.

Con esta señal BAJO se fija el circuito de control y pasa a posición de paro, lo cual se hace en $170 \mu s$.

Después del tiempo $R.C$ de C_{66} y R_{97} , se bloquean los amplificadores de salida y ya no se aplican impulsos de disparo a los tiristores.

La tensión de alimentación disminuye a cero, pero la tensión en C_{67} se mantiene durante un tiempo suficiente para desconectar el circuito de forma adecuada.

La figura 15 muestra la conexión entre paneles.

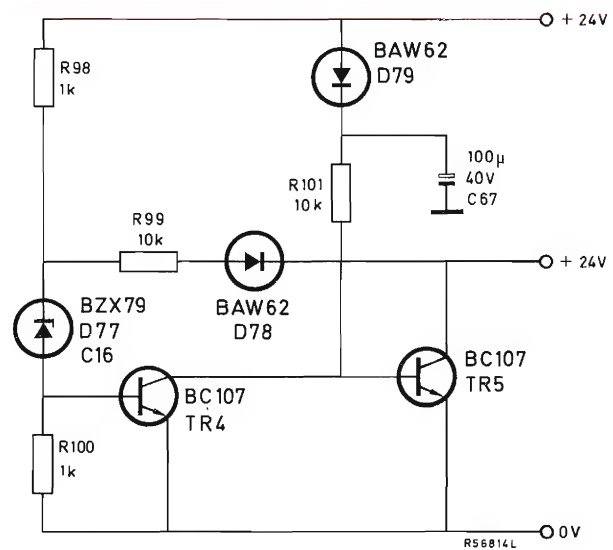
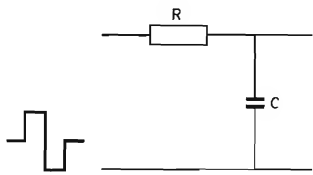
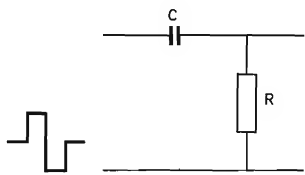
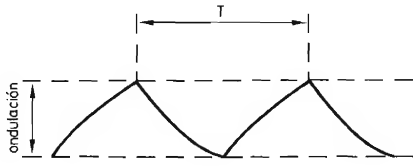
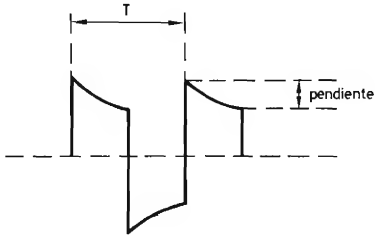
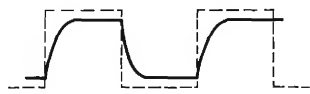
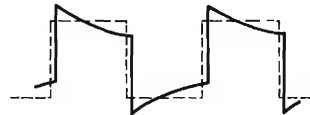
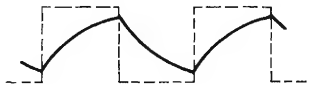
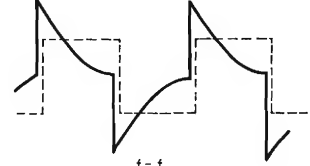
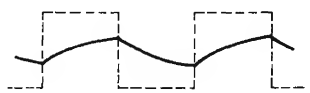
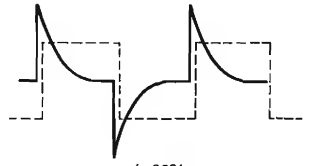


Figura 14. Circuito de protección.

Filtros RC con onda cuadrada

	paso bajo	paso alto
		
		
Frecuencia de corte	$f_c \approx \frac{1}{2 \pi RC}$	$f_c \approx \frac{1}{2 \pi RC}$
Constante de tiempo $T = RC = \frac{1}{f}$	$T \approx \frac{100}{4 \times f \times \text{porcentaje de ondulación}}$	$T \approx \frac{100}{4 \times f \times \text{porcentaje de pendiente}}$
Atenuación 0,5 dB	 <p>$f = 0,33f_c$</p>	 <p>$f = 3f_c$</p>
Atenuación 3 dB	 <p>$f = f_c$</p>	 <p>$f = f_c$</p>
Atenuación 12 dB	 <p>$f = 6f_c$</p>	 <p>$f = 0,33f_c$</p>

VARISTORES

Resistores VDR

Para muchos técnicos, las resistencias no lineales siguen siendo componentes algo misteriosos.

Por su tendencia a no seguir la ley de Ohm, no hace mucho se prescindía de ellos siempre que era posible.

Dentro de la tendencia actual de perfeccionismo y miniaturización, estos elementos ofrecen frecuentemente la solución más cómoda a los problemas de protección, de estabilización o de regulación.

Debido al comportamiento de los termistores (NTC con coeficiente negativo de temperatura o PTC con coeficiente positivo de temperatura), de los varistores (VDR), de los resistores fotosensibles (LDR, resistores dependientes de la luz), de los humistores (HDR), y ahora de los detectores de gas inflamable, las aplicaciones se multiplican a elevado ritmo. Evolucionando hacia características cada vez más interesantes, estos componentes han adquirido una fiabilidad que no excluye ninguna aplicación profesional o industrial.

De este modo el varistor, o resistor VDR, asegura ahora de forma simple y fiable un gran número de funciones.

El carburo de silicio: un conductor anormal

Parece que fue hacia 1835 cuando se observó por primera vez una anomalía de conducción en un agregado de cristales de carborundo, cuya conductividad aumentaba a medida que se elevaba la tensión aplicada. Aunque el misterio que rodeaba este fenómeno se aclaró, sólo hasta su utilización en relés de circuitos telefónicos, a principios de este siglo, los varistores vieron extenderse sistemáticamente sus aplicaciones.

En los años 50, comenzó la fabricación y se extendió

su gama de tipos al mismo tiempo que sus aplicaciones.

Actualmente, el carburo de silicio conserva un gran éxito en sus aplicaciones gracias a su robustez.

Sin embargo, otros sistemas más eficaces se han puesto a punto y vienen a completar de forma muy afortunada la gama ya extensa de los varistores "clásicos". Se trata entre otros, del sistema con óxido de titanio especialmente desarrollado para aplicaciones de baja tensión (micromotores, circuitos transistorizados, automóvil) y del sistema con óxido de zinc cuyo éxito es inmenso en las aplicaciones de limitadores, antiparásitos, etc..

Funcionamiento de los varistores de carburo de silicio

Estos varistores se fabrican aglomerando, con la ayuda de un aglutinante cerámico, granos de carborundo seleccionados y escogidos.

En el punto de contacto entre granos aparece una barrera de potencial; por debajo de un umbral determinado de tensión, la conducción es insignificante, mientras que por encima de este umbral la conducción crece muy rápidamente.

Estos contactos entre granos se reparten estadísticamente en serie y en paralelo, formando así una red compleja cuya resultante da la característica representada en la figura 1.

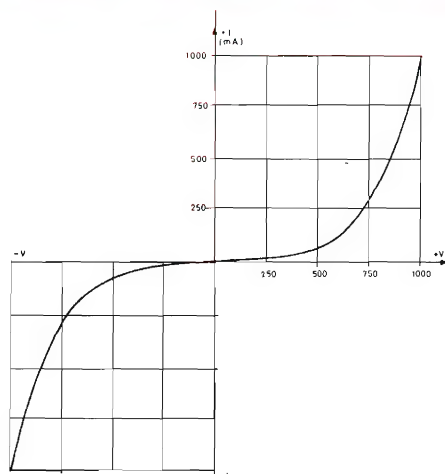


Figura 1. Característica tensión-corriente de un varistor.

Debido al reparto aleatorio de los contactos entre granos, esta característica es totalmente independiente de la polaridad. Esta es una particularidad muy específica del varistor.

La característica tensión-corriente del varistor se puede expresar matemáticamente por la ecuación:

$$V = C.I^{\beta} \quad (1)$$

En esta ecuación, C representa el valor de la tensión en bornes del varistor cuando circula una corriente de un amperio y β es un coeficiente de eficacia del varistor, cuyo valor es siempre inferior a la unidad. La característica es tanto más eficaz cuanto más pequeño es el valor de β .

La ecuación 1 puede tomar otras formas cuando se quiere expresar la corriente en función de la tensión en vez de la tensión en función de la corriente.

Normalmente se utiliza la expresión:

$$I = K.V^{\alpha} \quad (2)$$

que es equivalente a la anterior si se considera:

$$\alpha = \frac{1}{\beta}$$

y

$$K = \frac{1}{C^{\alpha}}$$

La expresión:

$$I = \frac{V^{\alpha}}{C} \quad (3)$$

es igualmente utilizable.

Si se considera que el valor del parámetro β generalmente está comprendido entre 0,16 y 0,40 para el sistema de carburo de silicio (puede disminuir hasta 0,01 para el sistema a base de óxido de zinc, del que hablaremos más adelante), se comprende que la representación gráfica en coordenadas lineales de la característica de funcionamiento del varistor sea difícil. Se adopta convencionalmente una representación en coordenadas logarítmicas transformando la ecuación 1 del siguiente modo:

$$\text{Log } V = \beta \log I + \text{Log } C \quad (4)$$

En este caso, la ecuación de funcionamiento está representada por una recta en la que β es la tangente del ángulo formado por esta recta con el eje de abscisas (véase la figura 2). Un corolario de la ecuación 4 permite entrever inmediatamente la aplicación más atrayente de

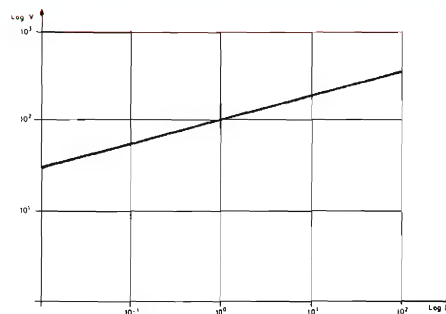


Figura 2. Característica tensión-corriente de un varistor en coordenadas logarítmicas.

los varistores; expresemos la resistencia instantánea del varistor a partir de la ley de Ohm:

$$R = \frac{V}{I} \quad I = \frac{V}{C^\alpha}$$

$$R = \frac{C^\alpha}{V^{\alpha-1}} = \frac{1}{K \cdot V^{\alpha-1}} \quad (5)$$

Puesto que se sabe que α es habitualmente de 4 a 6 para los varistores de carburo de silicio, y de 20 a 50 para los varistores de óxido de zinc, se observa que la resistencia instantánea del varistor es una función de la tensión aplicada a sus extremos.

Todo circuito que contiene un varistor verá por tanto variar rápidamente su impedancia si varía la tensión. Un control de la corriente circulante en los diferentes componentes del circuito se hace fácil e incluso automático si existe una apropiada resistencia en serie.

Procedimiento de fabricación

En la fabricación de varistores de carburo de silicio, se hace una íntima mezcla de carborundo y de adhesivo cerámico. Los diferentes constituyentes se controlan severamente en lo que se refiere a su granulometría, a su composición química y a sus propiedades eléctricas. A la mezcla, se le da forma de discos o anillos por prensado o de varillas por extrusión. Las dimensiones de los discos y de las varillas determinarán los límites de disipación del componente terminado y, en cierta medida, sus características eléctricas.

Después del secado, los discos y varillas pasan a hornos con temperaturas de 1000°C a 1500°C, de modo que el adhesivo o aglutinante se solidifique sin alterar los contactos entre granos de carborundo. Las superficies planas de los discos o los extremos de las varillas se metalizan a continuación y se proveen eventualmente de hilos antes de ser recubiertos con una capa protectora (si esto es necesario).

Se ajustará el valor de C (véase la ecuación 1) del varistor, modificando el número de barreras de potencial, es decir el número de contactos entre granos de carborundo, ya sea adaptando la granulometría de este carborundo, o modificando el espesor del disco o la longitud de la varilla.

Aplicaciones de los varistores de carburo de silicio

Habitualmente, las varillas (2322 564...) estarán destinadas a las aplicaciones en las que la tensión se extien-

de de 1000 V a 25 kV (estabilización en TV).

Los discos (2322 522..., 553..., 554... y 555...) estarán reservados para la gama de 10 V a 500 V.

Por debajo de 10 V es prácticamente imposible realizar, con la ayuda de carburo de silicio, varistores de buena característica. En efecto, el número de contactos entre granos debería estar reducido a un nivel tal que la ley de los grandes números no sería aplicable. Además, la resistencia mecánica del disco de cerámica, extremadamente delgado, no sería aceptable.

Para aplicaciones de 1 V a 15 V se ha desarrollado una gama de varistores a partir de otro sistema: el óxido de titanio.

Varistores con óxidos metálicos

El fenómeno de conducción no lineal que aparece debido al contacto de los granos de carburo de silicio puede producirse igualmente, bajo ciertas condiciones, en la superficie de separación de dos cristales de óxidos metálicos.

Los óxidos de muchos elementos pueden servir para la elaboración de un varistor siguiendo el principio ilustrado en la figura 3. Sin embargo, estos óxidos deben reunir ciertas condiciones para que puedan ser utilizados para ello.

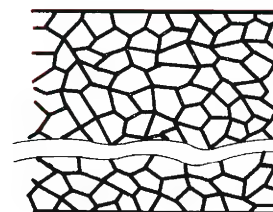


Figura 3. Aglomerado de granos de óxido metálico separados por una película de óxidos metálicos aislantes.

Para este efecto analicemos el funcionamiento real de un varistor: supongamos un aglomerado de granos de un óxido metálico conductor, separados entre sí por una película de óxidos metálicos aislantes.

Para una pequeña tensión, la resistencia de la película aislante es muy grande; mientras que a partir de un cierto umbral de tensión, esta película se vuelve rápidamente conductora.

La corriente que atraviesa la red no homogénea así constituida, variará, por tanto, siguiendo una ley idéntica

a la que habíamos expresado para el carburo de silicio.

Si establecemos la característica de un varistor en una gama de tensión muy extensa, notaremos que nuestra ecuación $V = CI^\beta$ no es válida en todos sus puntos.

La gráfica de la figura 4 muestra la forma general de la característica estudiada así fuera de los límites habituales de utilización. Este fenómeno se explica por el hecho de que la impedancia instantánea del varistor es, por lo menos, un término medio entre un fenómeno de semiconducción propia, una resistencia en serie, una resistencia en paralelo, una reacción capacitiva en paralelo y una inductancia en serie, tal como se ve en el esquema de la figura 5.

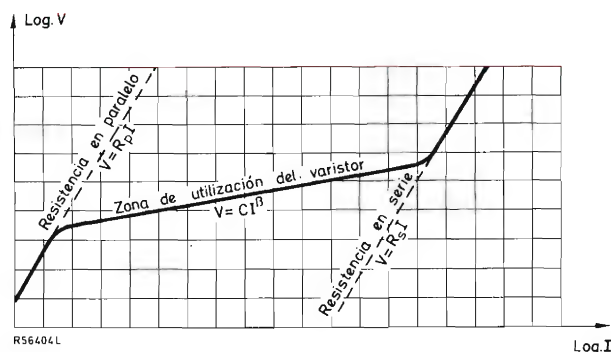


Figura 4. Característica de un varistor fuera de sus límites habituales de utilización.

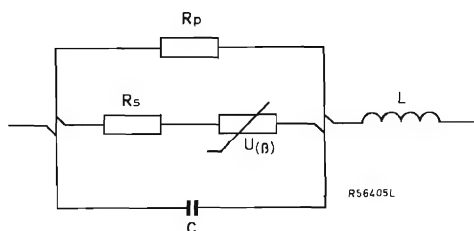


Figura 5. Circuito equivalente.

La componente inductiva es siempre prácticamente despreciable en las aplicaciones usuales y es más bien el resultado de una disposición física (por ejemplo, los hilos de salida en paralelo) que una característica intrínseca.

La componente capacitiva no interviene en régimen estable de tensión continua. Sin embargo, en aplicaciones como inhibidor de chispa, limitador de sobretensión transitoria, etc..., el efecto capacitivo vendría a sumarse

al efecto semiconductor jugando un papel parecido al de los circuitos $R-C$ utilizados normalmente en esta función.

La resistencia en paralelo está siempre presente en todo varistor. Esta se debe esencialmente a la conducción térmica que existe en toda barrera de potencial a temperatura ambiente. Se sabe que esta conducción, que crece exponencialmente con la temperatura, está provocada por la presencia de portadores minoritarios de origen térmico. Por tanto, el material que servirá de base para la fabricación de varistores deberá poseer propiedades tales que estos portadores sean lo menos numerosos posible.

La resistencia en serie. Si se estudia el recorrido de la corriente eléctrica en el aglomerado de cristales de óxido metálico, se advierte que esta corriente debe atravesar cada cristal para alcanzar la unión siguiente. La resistividad intrínseca de este óxido debe ser, por tanto, bastante baja para evitar una caída importante de tensión en cada cristal que comprometiera el funcionamiento del varistor. El óxido metálico utilizado deberá hacerse tan conductor como sea posible, por un procedimiento químico o térmico, con el fin de que convenga para la elaboración del varistor.

Varistores con base de óxido de titanio (TiO_3)

El óxido de titanio posee, en un nivel muy satisfactorio, las propiedades requeridas para la obtención de un buen varistor.

Convenientemente dispuestos, los cristales forman en sus puntos de contacto barreras de potencial de una excelente estabilidad. La resistencia en paralelo de estas uniones es muy aceptable a la temperatura ambiente y la resistividad intrínseca del óxido de titanio puede disminuirse por tratamiento químico o térmico a valores inferiores al ohmio centímetro.

Además, como la constante dieléctrica del óxido de titanio es especialmente elevada (86 a 170, según el eje óptico para la variedad utilizada), la capacidad de los varistores de óxido de titanio será también bastante elevada; esto es favorable para la utilización de un varistor como limitador.

El valor de β está comprendido entre 0,1 y 0,2.

La posibilidad de obtener cristales de óxido de titanio de grandes dimensiones permite elaborar varistores en forma de discos utilizables para tensiones muy bajas (en efecto, la tensión es proporcional al número de barreras en serie).

La gama se extiende actualmente de 2,7 V a 15 V (los tipos para tensiones superiores están en desarrollo).

Esta gama cubre, por tanto, todas las aplicaciones en equipos portátiles, en circuitos integrados, en material de automóvil y en circuitos transistorizados (2322 581...)

Varistores con base de óxido de zinc (ZnO)

Consideraciones sobre los valores de β

El valor de β en $V = C\beta^b$ depende de diversos factores, siendo los principales:

- la propia naturaleza del material del que se utiliza la unión de contacto,
- la calidad geométrica de este contacto; presión, dimensiones de las superficies en presencia,
- la presencia de impurezas de diversas influencias en el punto de contacto entre granos,
- la homogeneidad relativa, tanto desde el punto de vista geométrico (grosor de los cristales, por ejemplo), como químico.

En la práctica, el balance de estas diferentes influencias se traduce por una relación entre el valor de β y el valor nominal de la tensión de trabajo del componente.

En general para un mismo material, la tensión de trabajo es tanto menor cuanto mayor es el valor de β .

A título de ejemplo, consideremos la serie de varistores de la serie 2322 546 0... Estos componentes están fabricados todos con idénticas dimensiones (una varilla de 15 mm de longitud y de 4,5 mm de diámetro) a partir de una mezcla de dos clases de carborundo, uno con granos gruesos y otro con granos pequeños.

Si se modifica en la mezcla la proporción relativa de los dos constituyentes principales, se obtienen valores de la tensión de trabajo (sin variar las otras consideraciones) proporcionales a la concentración del componente más pequeño.

Si se mide el valor de β entre 1 y 10 mA para cada uno de los componentes obtenidos, este valor disminuye asintóticamente en función de esta concentración. Para valores más bajos de V , el valor de β sería tan elevado que el componente no tendría ninguna eficacia.

Se puede expresar matemáticamente la dependencia de β respecto de V de la siguiente forma:

$$\beta = \beta_0 + \frac{a}{b + V} \quad (6)$$

β_0 es el valor más bajo posible correspondiente a una tensión infinita, a y b son constantes que dependen de las dimensiones del componente, de la composición y de las condiciones de fabricación.

Se ve que para condiciones óptimas de fabricación, aumentando el valor de V , β tiende hacia un valor mínimo alcanzado para V infinita.

En el sistema "carborundo", β_0 es del orden de 0,12.

En el sistema "óxido de titanio", β_0 es del orden de 0,08.

Ahora bien, un gran número de aplicaciones actuales (supresión de sobretensiones transitorias, protección contra chispas) requieren componentes cuyo valor sea inferior a 0,05. Por tanto, ha sido necesario buscar un sistema de base que permita elaborar varistores cuyo valor β_0 sea inferior a 0,01.

El sistema de óxido de zinc responde precisamente a esta demanda.

Comportamiento del varistor cerca de la característica zener

A continuación se consideran los atractivos que puede tener tal característica. Para un aumento del 4 al 8% de la tensión en bornes del elemento, la corriente que lo atraviesa aumentará un 900%. Esta característica es comparable a la de los diodos zener, pero ofrece una ventaja suplementaria: es simétrica.

Sin embargo, algunas precauciones de utilización son siempre necesarias, sobre todo cuando el elemento se emplea en circuitos de baja impedancia, como las líneas de distribución de energía o de telecomunicación por ejemplo (la tensión de línea no puede provocar ningún calentamiento).

Pero es precisamente en estos circuitos donde las sobretensiones transitorias debidas a descargas eléctricas o a rupturas de fusibles, tienen las consecuencias más funestas.

Se está desarrollando actualmente una serie de varistores con base de óxido de zinc especialmente adaptados para la limitación de sobretensiones transitorias.

Fabricación de varistores de óxido de zinc

El óxido de zinc utilizado se selecciona con gran cuidado y se controla desde el punto de vista de su pureza y de su granulado. Se mezcla íntimamente con un componente aislante formado por óxidos metálicos que servirá de segunda fase.

A la mezcla así constituida se le da forma, generalmente por prensado y a continuación se cuece a alta temperatura durante el tiempo necesario para que los granos de óxido de zinc queden separados unos de otros por una capa de óxido aislante.

Después de este tratamiento, las superficies se metilizan, se sueldan hilos o patillas y el conjunto se reviste con una pintura protectora o se coloca en una caja de plástico, según sea la aplicación reservada al componente.

Comportamiento de los varistores de óxido de zinc con relación a sobretensiones

Una sobretensión, generalmente de corta duración ($1 \mu s$ a $1 ms$ en los casos más graves) puede aparecer accidentalmente sobre una línea de distribución de energía, y se debe generalmente a la apertura de un circuito inductivo fuertemente cargado, o a perturbaciones atmosféricas.

De este modo, en líneas de distribución domésticas y en la proximidad de aparatos electrodomésticos, estas sobretensiones pueden alcanzar $4000 V$ y su frecuencia de aparición puede elevarse hasta 1000 en 24 horas (para las sobretensiones más débiles) en las zonas industriales.

En el mismo seno de una instalación industrial o doméstica, la ruptura de un fusible, la apertura de una bobina de relé o de un electroimán provocan habitualmente sobretensiones del orden de 1100 a $1500 V$. Si se tiene en cuenta que la mayor parte de los tiristores están

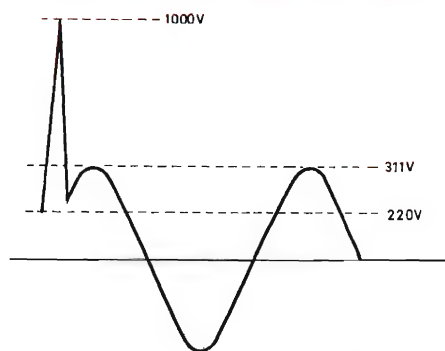


Figura 6. Sobretensión transitoria en una tensión alterna.

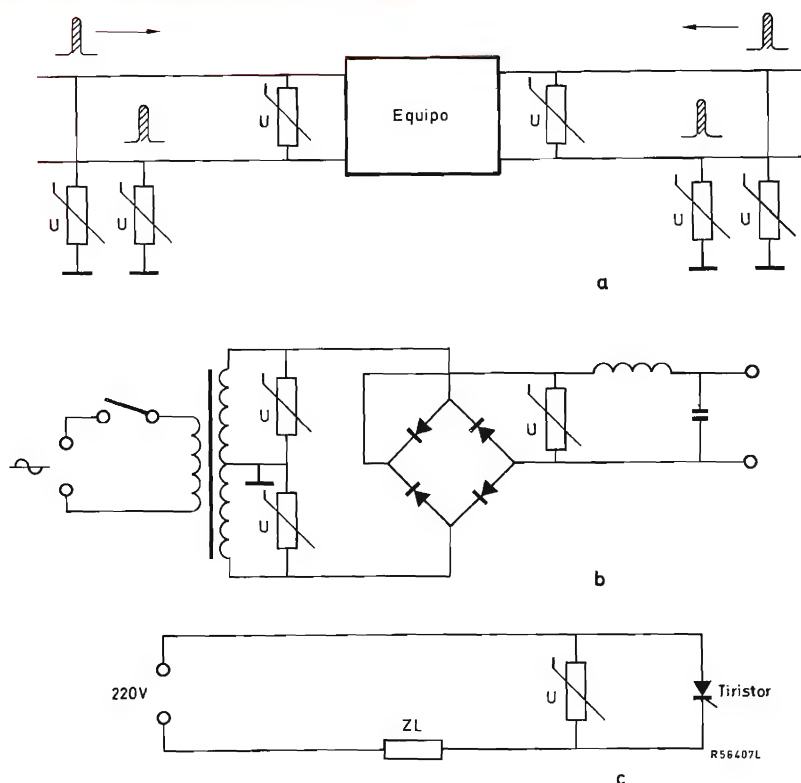


Figura 7. Algunos ejemplos de utilización de los varistores de óxido de zinc:
(a) protección de pararrayos en líneas de telecomunicación,
(b) protección de puentes rectificadores con diodos,
(c) protección de tiristores.

garantizados hasta 600 V, y que una sola sobretensión es suficiente para destruirlos, se comprende el riesgo que se corre diariamente.

La utilización de varistores del tipo óxido de zinc permite suprimir este riesgo.

En la expresión del funcionamiento de un varistor de óxido de zinc,

$$I = K.V^\alpha$$

el valor de α está comprendido entre 25 y 50 según los tipos. Esto muestra en qué medida aumenta la corriente I cuando la tensión V experimenta un pequeño aumento.

Para el tipo 2322 594 53512, por ejemplo, utilizado

para la “limpieza” de la red de c.a. de 220 V, se estima que la corriente de cresta que circula por el varistor puede sobrepasar los mil amperios sin que el componente resulte afectado.

Conectado en bornes del elemento a proteger, el varistor lo “cortocircuitará” durante todo el tiempo que dure la sobretensión provocando una caída importante de tensión en la impedancia en serie de la línea o de la instalación. Desaparecida la sobretensión, el varistor recobrar su impedancia normal con relación al elemento que protege.

El tiempo de respuesta de un varistor, estimado en menos de 50 ns, se considera como muy aceptable para cumplir su misión de protección de los semiconductores.



Figura 6. Varistores de óxido de zinc para supresión de transitorios.

Circuitos equivalentes para transistor en condiciones de pequeña señal

	$V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2$ $V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2$	$z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big _{I_2=0}$	$z_{12} = \frac{V_1}{I_2} \Big _{I_1=0}$	$z_{21} = \frac{V_2}{I_1} \Big _{I_2=0}$	$z_{22} = \frac{V_2}{I_2} \Big _{I_1=0}$
	$I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2$ $I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2$	$y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big _{V_2=0}$	$y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big _{V_1=0}$	$y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Big _{V_2=0}$	$y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big _{V_1=0}$
	$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$ $I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$	$h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big _{V_2=0}$	$h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \Big _{I_1=0}$	$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big _{V_2=0}$	$h_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big _{I_1=0}$
	$I_1 = g_{11} V_1 + g_{12} I_2$ $V_2 = g_{21} V_1 + g_{22} I_2$	$g_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big _{I_2=0}$	$g_{12} = \frac{I_1}{I_2} \Big _{V_1=0}$	$g_{21} = \frac{V_2}{V_1} \Big _{I_2=0}$	$g_{22} = \frac{V_2}{I_2} \Big _{V_1=0}$

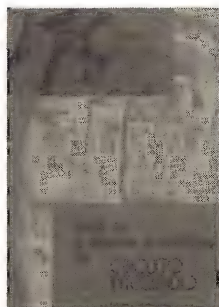
Bibliografía

FERNANDO ESTRADA VIDAL

¿QUE ES Y COMO SE UTILIZA EL CIRCUITO INTEGRADO?

Editorial Electrónica Janzer. Unión, 4. Barcelona-1

Un volumen de 182 páginas (19 x 13,5 cm). 1974



El desarrollo de los circuitos integrados en estos últimos años ha simplificado los montajes electrónicos, el cálculo de los circuitos y la reparación en caso de averías, por lo cual su uso se extiende cada vez más.

Con el propósito de dar a conocer a los aficionados a la electrónica todas las importantes ventajas de estos dispositivos, se dedica un primer capítulo a explicar de forma simple y esquemática el concepto de circuito integrado, y los métodos utilizados en su fabricación, resaltando en todo momento sus múltiples aplicaciones.

En los restantes capítulos se da una guía de los circuitos integrados lineales disponibles en el mercado, en la que se describe cada uno de ellos incluyendo su esquema y características.

Para poner de manifiesto las posibilidades prácticas de los circuitos integrados, se dan también unos circuitos de aplicación para las etapas de amplificación de radio y televisión.

Por tanto, este manual ayudará al aficionado a utilizar circuitos integrados en sus montajes.

FERNANDO ESTRADA VIDAL

FUENTES DE ALIMENTACION

Editorial Electrónica Janzer. Unión, 4. Barcelona-1

Un volumen de 204 páginas (22 x 16 cm). 1973



En este libro se describen algunos tipos de fuentes de alimentación requeridas para circuitos electrónicos de aplicación en el hogar, que el aficionado puede realizar sin dificultad.

Los dispositivos descritos son:

Convertidores de corriente continua en corriente continua.

Convertidores de corriente continua en corriente alterna.

Cargadores de baterías.

Alimentación de tubos fluorescentes con batería.

Para cada uno de ellos se da el esquema de montaje, se indican los componentes necesarios y sus valores, se explica la forma de diseñar el transformador y se especifican las aplicaciones de uso común tales como aprovechamiento de la batería del coche para radio, magnetofón, máquina de afeitar, etc., un cargador para la batería del coche, un conmutador electrónico batería-red, etc.

El autor dedica la última sección del libro a diversos circuitos prácticos: reductores de tensión, reductores de luminosidad, variadores de velocidad de motores, interruptor accionado por sonido, etc.

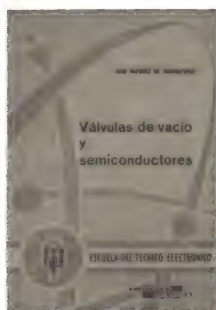
JOSE VAZQUEZ DE ABARRATEGUI

VALVULAS DE VACIO Y SEMICONDUCTORES

Colección "Escuela del Técnico Electrónico"

Ediciones Cedel. Apartado 5326. Barcelona

Un volumen de 168 páginas (19,5 x 13,5 cm). 1974.



Este manual está dedicado al estudio de los principios básicos del funcionamiento y de las características de las válvulas electrónicas y de los semiconductores (en especial transistores) comunmente empleados en equipos de audio y en receptores de radio y televisión. Incluye además la descripción de los principales circuitos de aplicación fundamentales.

Indice resumido: Válvulas electrónicas y transistores. Emisión fotoeléctrica. Diodo de vacío. Generación y recombinación en semiconductores. Empleo del diodo. Rectificación. Filtros. Triodo. Tetrodo. Pentodo. Válvulas para VHF y UHF. Transistores. Amplificador con transistor. Comprobación de transistores. Transistor de efecto de campo. Fuentes de alimentación. Amplificadores de audio. Osciladores.

FERNANDO ESTRADA VIDAL

MONTAJES EN KITS

Editorial Electrónica Janzer. Unión, 4. Barcelona-1

Un volumen de 204 páginas (22 x 16 cm). 1974



En este libro se da una descripción de algunos dispositivos que están disponibles en el mercado en forma de kit a través de la firma BOARKIT, con el propósito de dar a los aficionados la máxima información sobre tales dispositivos.

Se describen en total 53 dispositivos, indicando para cada uno de ellos el material que incluye el kit (resistencias, condensadores, diodos, transistores, circuitos integrados, placa de circuito impreso, etc.), la forma de hacer el montaje y el ajuste del mismo. Se dan también unas ideas sobre las combinaciones que se pueden realizar con los mismos.

Los equipos descritos son:

Amplificadores: amplificador de 5 W con circuito integrado, amplificadores HI-FI de 15 W, 25 W y 35 W, amplificador de F.I. (10,7 MHz).

Preamplificadores: preamplificador con controles de tono, preamplificador de HI-FI, preamplificador para pick-up magnético.

Emisoras: emisora para 27 MHz y 3 W, emisora para telemando de 500 mW.

Receptores: receptor de cristal de 27 MHz con circuito integrado, receptor de onda media con circuito integrado.

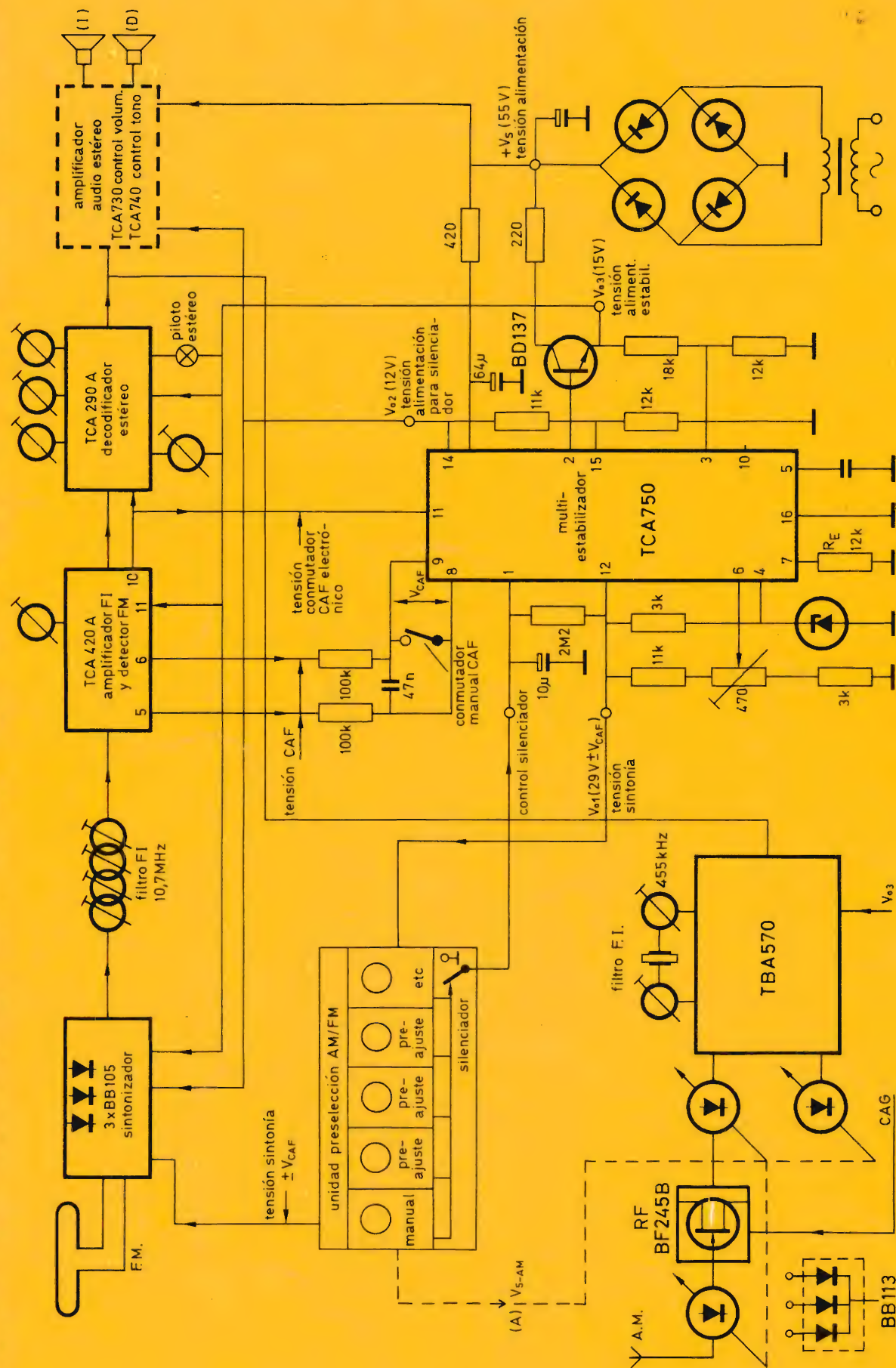
Moduladores: modulador para emisora de 27 MHz y 3 W, modulador de 4 canales para telemando.

Osciladores, fuentes de alimentación, dispositivos recreativos, antirrobo, micrófono sin hilos, interfonos, control de penumbra, etc.

Funciones trigonométricas

ANGULO	SENO	COSENO	TANGENTE	COTANGENTE	
0	0,00000	1,00000	0,00000	∞	90
1	,01745	0,99985	,01746	57,2900	89
2	,03489	,99939	,03492	28,6363	88
3	,05234	,99863	,05241	19,0811	87
4	,06976	,99756	,06993	14,3007	86
5	,08716	,99619	,08749	11,4301	85
6	0,10453	0,99452	0,10510	9,5144	84
7	,12187	,99255	,12278	8,1443	83
8	,13917	,99027	,14054	7,1154	82
9	,15643	,98769	,15838	6,31375	81
10	,17365	,98481	,17633	5,67128	80
11	0,19081	0,98163	0,19438	5,14455	79
12	,20791	,97815	,21256	4,70463	78
13	,22495	,97437	,23087	,33148	77
14	,24192	,97030	,24933	,01078	76
15	,25882	,96593	,26795	3,73205	75
16	0,27564	0,96126	0,28675	3,48741	74
17	,29237	,95630	,30573	,27085	73
18	,30902	,95106	,32492	,97768	72
19	,32557	,94552	,34433	2,90421	71
20	,34202	,93969	,36397	,74748	70
21	0,35837	0,93358	0,38386	2,60509	69
22	,37461	,92718	,40403	,47509	68
23	,39073	,92050	,42447	,35585	67
24	,40674	,91355	,44523	,24604	66
25	,42262	,90631	,46631	,14451	65
26	0,43837	0,89879	0,48773	2,05030	64
27	,45399	,89101	,50953	1,96261	63
28	,46947	,88295	,53171	,88073	62
29	,48481	,87462	,55431	,80405	61
30	,50000	,86603	,57735	,73205	60
31	0,51504	0,85717	0,60086	1,66428	59
32	,52992	,84805	,62487	,60033	58
33	,54464	,83867	,64941	,53986	57
34	,55919	,82904	,67451	,48256	56
35	,57358	,81915	,70021	,42815	55
36	0,58779	0,80902	0,72654	1,37638	54
37	,60181	,79864	,75355	,32704	53
38	,61566	,78801	,78129	,27994	52
39	,62932	,77715	,80978	,23490	51
40	,64279	,76604	,83910	,19175	50
41	0,65606	0,75471	0,86929	1,15037	49
42	,66913	,74314	,90040	,11061	48
43	,68200	,73135	,93252	,07237	47
44	,69466	,71934	,96569	,03553	46
45	,70711	,70711	1,00000	,00000	45
	COSENO	SENO	COTANGENTE	TANGENTE	ANGULO

ESQUEMA EN BLOQUES DE UN RECEPTOR DE RADIO DE ALTA FIDELIDAD CON SINTONIA ELECTRONICA

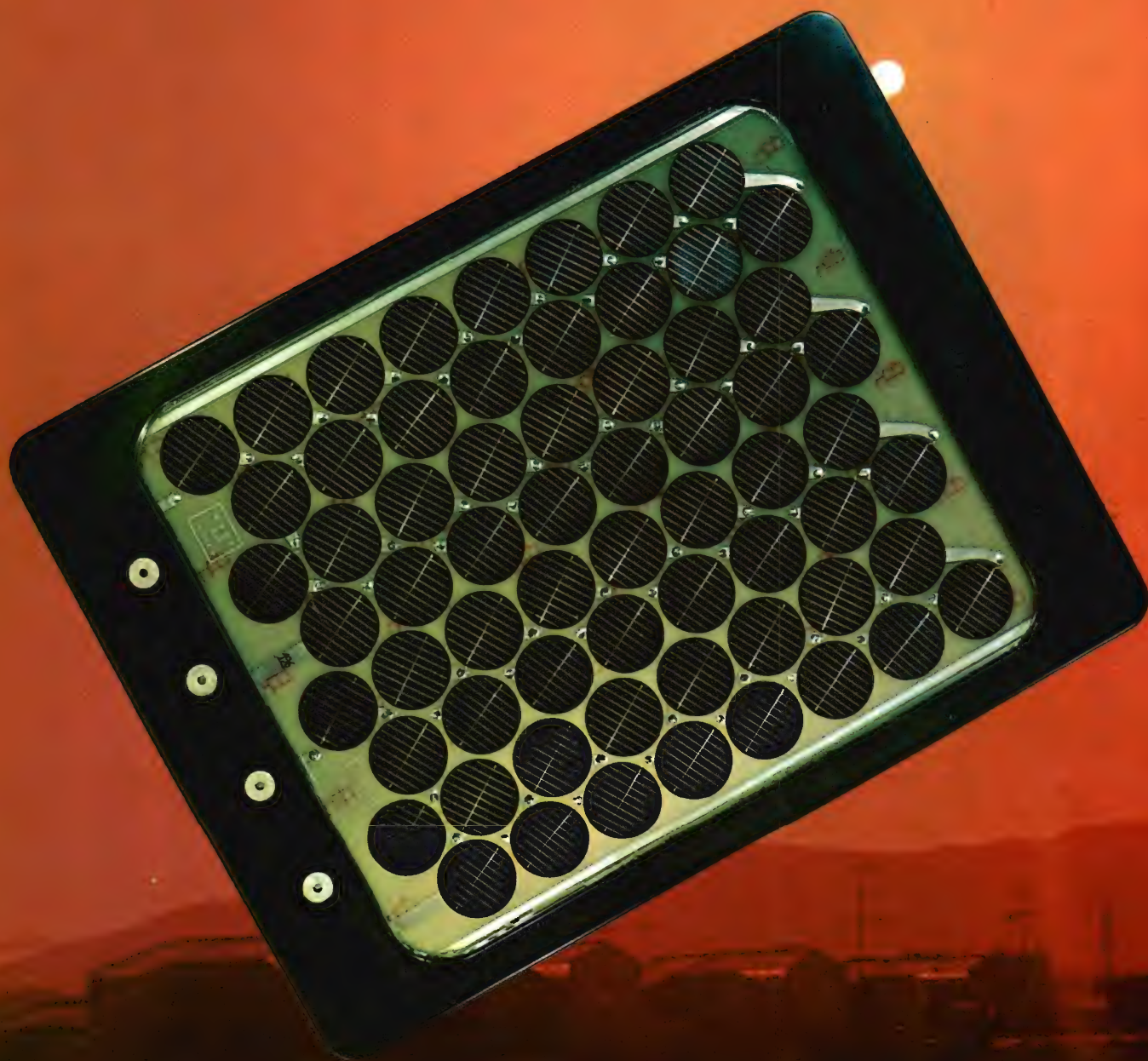


REVISTA *Miniwatt*

Vol. 14-Núm. 9

OCTUBRE 1975

30 Ptas.





MVSO

INTERRUPTOR MAGNÉTICO MINIATURA

El nuevo interruptor magnético MVSO (*Miniatura Vane Switched Oscillator*) es una versión miniatura del conocido interruptor VSO (*Vane Switched Oscillator*) y funciona según el mismo principio: la alteración del proceso de trabajo de un oscilador por la presencia de un objeto metálico.

Protegido con una cápsula de plástico, presenta una hendidura en uno de sus extremos. Una de las ramas de la hendidura contiene la bobina osciladora y la otra la bobina de realimentación. La presencia de una pieza metálica en la hendidura varía las condiciones de oscilación y se bloquea el oscilador.

La tensión de salida del oscilador, rectificada y filtrada, se utiliza como señal de entrada en circuitos lógicos digitales.

INTERRUPTOR MAGNETICO MINIATURA MVSO

El interruptor magnético miniatura MVSO constituye un dispositivo de entrada especialmente indicado para sistemas lógicos. Las dimensiones reducidas son muy interesantes, y las tensiones de alimentación y de salida han sido elegidas para que este interruptor sea compatible con los circuitos lógicos de las series 60 y 30.

Principales características

Tensiones de alimentación: $+12\text{ V} \pm 5\%$
 $+24\text{ V} \pm 25\%$

Corriente consumida

a 24 V: 20 mA + corriente de carga
a 12 V: 12 mA + corriente de carga

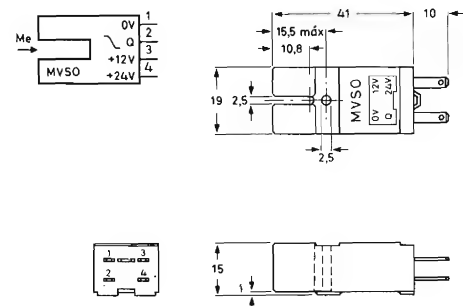
Frecuencia máxima de detección: 3 kHz

Tensión de salida ($I_L = 0$, $R_L = 6,8\text{ k}\Omega$)
con pieza metálica en la hendidura $\leq 0,3\text{ V}$
sin pieza metálica en la hendidura $\geq 10\text{ V}$

Dimensiones mínimas de la pieza metálica (aluminio):

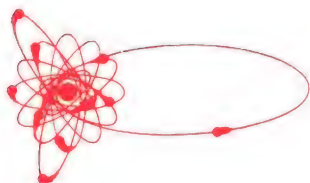
grueso 30 μm
ancho 3 mm
longitud 8 mm

Temperaturas de trabajo: -25°C a $+70^\circ\text{C}$.



VENTAJAS DE LOS INTERRUPTORES MAGNETICOS

- Ausencia de piezas metálicas en movimiento, por tanto no hay desgaste.
- La pieza metálica que activa el circuito no está sometida a ninguna fuerza mecánica.
- No existe campo magnético susceptible de atraer partículas (polvo) metálicas.
- Exactitud de funcionamiento y posibilidad de reproducir el momento de conmutación.
- Rapidez de funcionamiento (puede responder a 3 kHz).
- Protección contra humedad, polvo, líquidos, etc. mediante cubierta de plástico.



Director.
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:
M.^a DOLORES FORNS-SAMSO
Delineación y compaginación:
M.^a CARMEN LAJUSTICIA
Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES
Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

Ro

Pila solar para la obtención de energía eléctrica a partir de la energía solar



ÍNDICE

TRIACS: COMO OBTENER UN DESCEBADO SEGURO	323
APLICACIONES DE LOS TRIACS: CONMUTADORES DE APLICACION GENERAL	329
MEMORIAS BIPOLARES DE ACCESO ALEATORIO	355

CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA VALVULAS PROFESIONALES

Este código de designación de tipos se refiere a las válvulas diseñadas para uso principalmente en equipos de transmisión de radio o televisión, en equipos de navegación o comunicación o en otras aplicaciones industriales.

La designación de tipo consta de: DOS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

Ejemplo y explicación

YK1005

La primera letra indica la categoría	La segunda letra indica la construcción y/o la aplicación	Número de serie
X válvulas que emplean materiales fotosensibles Y válvulas de vacío para transmisión, microondas o aplicaciones industriales Z válvulas con atmósfera de gas (excepto las válvulas que emplean material fotosensible)	A diodo C válvula disparadora D triodo (incluso dobles triodos) G varios H válvula de ondas progresivas J magnetrón K klstrón L tetrodo o pentodo (incluso dobles tetrodos o dobles pentodos) M indicador o contador de cátodo frío P multiplicador, tubo contador de radiación Q tubo de cámara T tiratrón X ignitrón, intensificador de imagen o conversor de imagen Y rectificador Z estabilizador de tensión	El número de serie consta de 4 cifras. Los números de serie para prototipos terminan siempre en 0, los de variantes en una de las cifras 1 a 9.

VÁLVULAS TRANSMISORAS (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos o tres letras mayúsculas seguidas de dos grupos de cifras. Para algunos tipos se añade un grupo de letras (por ejemplo: TAL12/10. DCG4/1000G).

Primera letra indica la clasificación de la válvula.

Segunda letra indica el tipo de filamento o cátodo.

Primer grupo de cifras indica la tensión de funcionamiento.

Segundo grupo de cifras indica la potencia.

Letras adicionales indican la base de la válvula.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

Primera letra

- D — Válvula rectificadora (incluso válvulas controladas por rejilla)
- M — Diodo (válvula amplificadora o moduladora de A.F.)
- P — Pentodo
- Q — Tetrodo
- T — Triodo (válvula de R.F., A.F. o osciladora)

Para las válvulas que tienen sistemas dobles, se usan dos de las letras mencionadas más arriba (por ejemplo: QQC04/15).

Segunda letra

(tercera letra para las válvulas que tienen sistemas dobles)

- A — Filamento de tungsteno de caldeo directo
- B — Filamento de tungsteno toriado de caldeo directo
- C — Filamento de capa de óxido de caldeo directo
- E — Cátodo de capa de óxido de caldeo indirecto

Tercera letra

(cuarta letra para las válvulas que tienen sistemas dobles)

- G — Atmósfera de vapor de mercurio
- H — Refrigeración por hélice integral
- L — Refrigeración por corriente de aire forzada
- W — Refrigeración por agua
- X — Atmósfera de xenón

Si el número de tipo no contiene una letra que indique la refrigeración, la válvula está refrigerada por radiación.

Primer grupo de cifras

- Válvulas rectificadoras: Tensión continua de salida aproximada en kilovoltios en un circuito rectificador trifásico de media onda.
- Válvulas transmisoras: Tensión máxima de ánodo aproximada en kilovoltios.

Segundo grupo de cifras

- Válvulas rectificadoras: Potencia de salida en c.c. aproximada en vatios o kilovatios por válvula en un circuito rectificador trifásico de media onda.
- Válvulas de R.F.: Potencia de salida aproximada en vatios o kilovatios en telegrafía de clase C.
- Moduladoras: Disipación anódica aproximada en vatios o kilovatios.

Letras adicionales

- B — Cables
- E — Base media de 7 patillas
- ED — Base Edison
- AG — Base Goliath
- G — Base media de 4 patillas
- GB — Base Jumbo de 4 patillas
- GS — Base Superjumbo de 4 patillas
- N — Base media de 5 patillas
- P — Base P

FOTOTUBOS Y FOTOMULTIPLICADORES (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos cifras seguidas de dos letras (por ejemplo 90AV).

Primera cifra indica la base del tubo.

Segunda cifra indica un número de serie.

Primera letra indica el tipo de cátodo.

Segunda letra indica la clase de fototubo.

Tercera letra la letra P solamente para fotomultiplicadores.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

Primera cifra

- 2 — Base local de 8 patillas
- 3 — Base octal de 8 patillas
- 5 — Base especial
- 8 — Base noval de 9 patillas
- 9 — Base miniatura de 7 patillas

Segunda cifra — Número de serie

Primera letra

- A — Cátodo de antimonio cesio (sensible al azul)
- C — Cátodo de plata oxidada sobre cesio (sensible al rojo)
- U — Cátodo de antimonio/cesio con minilla de cuarzo
- T — Cátodo de tialcali

Segunda letra

- G — Atmósfera de gas
- V — Alto vacío

ESTABILIZADORES DE TENSIÓN (sistema antiguo)

El número de tipo consta de un número seguido de una letra mayúscula, una cifra y en algunos casos una segunda letra mayúscula (por ejemplo 85A2, 150C1K).

Número indica la tensión de cebado.

Primera letra indica el margen de corriente.

Cifra indica un número de serie.

Segunda letra indica la base del tubo.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes

Número — Tensión media de cebado en voltios

Primera letra

- A — 10 mA máximo
- B — 22 mA máximo
- C — 40 mA máximo
- D — 100 mA máximo
- E — 200 mA máximo

Cifra — Número de serie

Segunda letra

- E — Edison
- K — Base octal de 8 patillas
- P — Base P

TRIACS: COMO OBTENER UN DESCEBADO SEGURO

Para obtener un descebado seguro de los triacs es preciso un diseño cuidadoso del circuito de aplicación. En este artículo se consideran los principales problemas planteados y la forma de resolverlos en la práctica.

A diferencia del tiristor, el triac puede conducir cualquiera que sea la polaridad de la tensión aplicada. Esto es, el triac no experimenta tiempo de descebado impuesto por el circuito, lo que permite su recuperación antes de reaplicarse la tensión. Por ello los circuitos controlados por triac requieren un cuidadoso diseño.

El control por triac de un transformador que alimenta un puente de diodos cargado inductivamente es un buen ejemplo de los problemas que pueden plantearse. La figura 1 muestra el circuito básico y las formas de onda de las tensiones y corrientes en el circuito de carga y en el triac. La inductancia de carga fuerza a los diodos rectificadores a entrar en conducción tan pronto como el valor instantáneo de la tensión continua de salida se hace negativo. Así el secundario del transformador se cortocircuita durante algún tiempo después de la transición por cero de la tensión de la red y se aplica una tensión inversa al triac, descebándolo. A causa de la inductancia de fugas del transformador, el triac

no se desceba inmediatamente, sino que sigue conduciendo durante lo que se llama *intervalo de conmutación* (véase forma de onda i_T). Durante este intervalo, se produce una fuerte y rápida caída de corriente $(di/dt)_{com}$ por dos motivos. En primer lugar, la inductancia de fugas del transformador es pequeña. (Esto es necesario para que la pérdida de tensión de salida sea mínima —véase parte rayada en la forma de onda v_o —.) En segundo lugar, con una carga de rectificador inductiva, circula una corriente relativamente importante cuando comienza la conmutación. Puesto que la corriente cae rápidamente, el valor de pico de la corriente de recuperación inversa es bastante elevado. Durante el descebado, esta corriente se transfiere bruscamente a los elementos de supresión de transitorios R y C , de modo que la tensión aumenta rápidamente al nivel $I_R \times R$ (con el condensador C descargado inicialmente). Debido a los elevados valores de $(di/dt)_{com}$ y $(dv/dt)_o$, puede resultar un cebado que dé lugar a una pérdida de control.

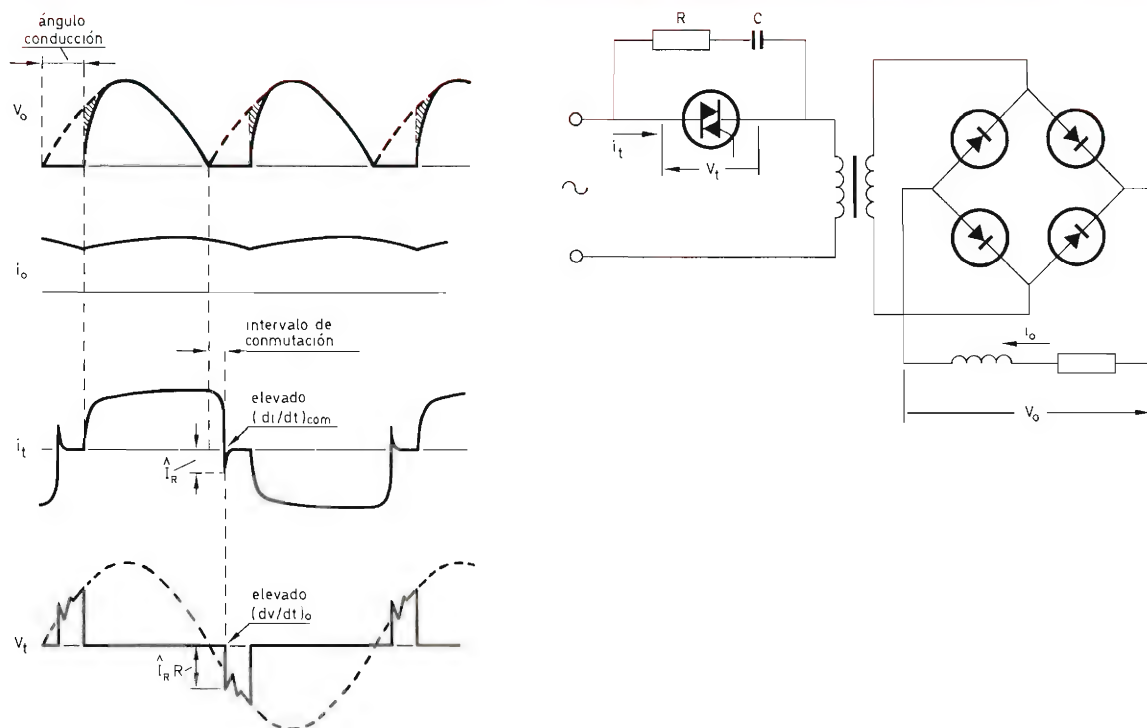


Figura 1. Conmutación del triac

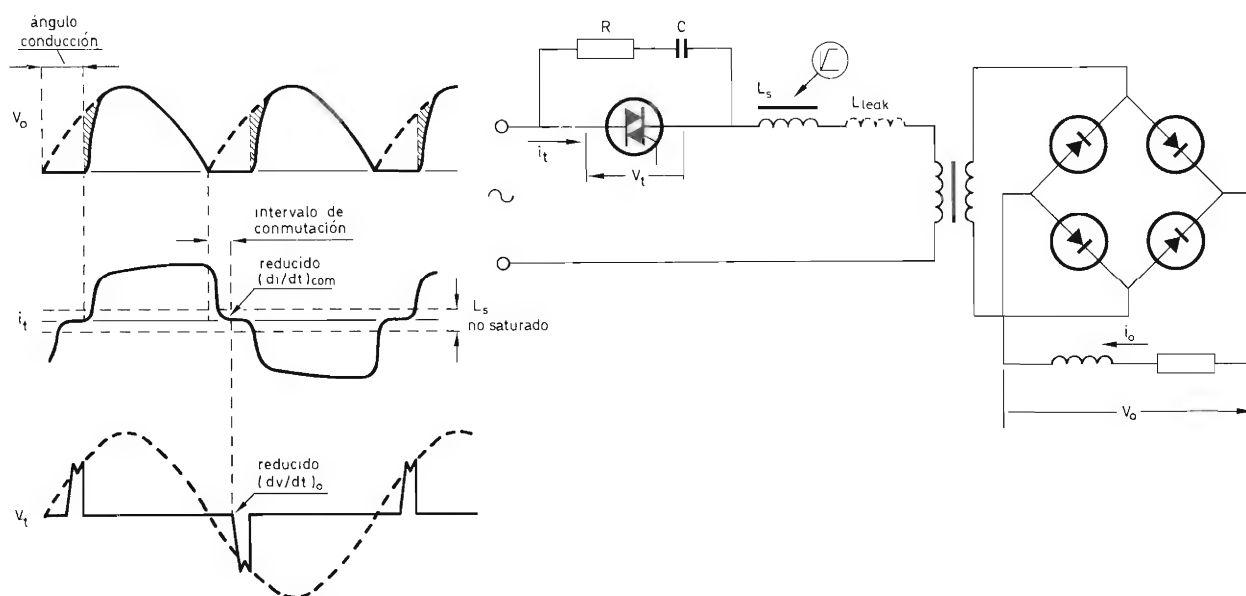


Figura 2. Empleo de un choque saturable para "suavizar" la conmutación.

Un choque saturable en serie con el primario del transformador reduce el valor de $(di/dt)_{com}$, evitando así un cebado no controlado (véase fig. 2). La saturación debe producirse para una fracción de la corriente de carga nominal, de modo que hay poca pérdida en la tensión de salida del rectificador (partes a trazos de v_o). Otra ventaja del choque saturable es que tiene escaso efecto sobre el factor de potencia. Para baja corriente, se dispone de una elevada inductancia que "suaviza" la conmutación. El choque retrasa el aumento de tensión de modo que se interpone un período de unas decenas de microsegundos durante el cual el triac puede recuperarse. Más adelante se considera el cálculo del choque.

La velocidad de caída de la corriente de conmutación depende de la frecuencia de la red, de la corriente continua de salida, del ángulo de disparo, de la constante del rectificador y de la reactancia fraccional del transformador. El puente trifásico tiene la menor constante de rectificador y produce la conmutación "más dura". La figura 3a muestra el circuito y la figura 3b la velocidad de caída de la corriente de conmutación $(di/dt)_{com}$ en función del ángulo total

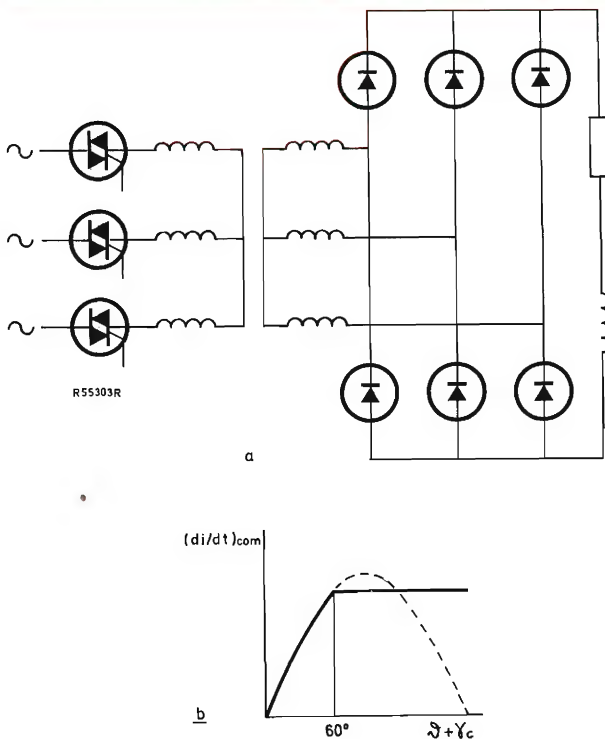


Figura 3. Circuito que produce la conmutación "más dura"
a = esquema del circuito
b = variación de la caída de corriente de conmutación

$\vartheta + \gamma_c$. Para ángulo total comprendido entre cero y 60° , la corriente conmuta entre triacs y $(di/dt)_{com}$ es parte de una función senoidal. Para ángulo total superior a 60° , la tensión continua de salida se hace intermitente y la corriente se transfiere del triac en conducción a un par de diodos del puente siempre que el valor instantáneo de la tensión de salida del puente se hace igual a cero. Los instantes de transferencia de corriente no se desplazan con el ángulo de disparo, la tensión de conmutación permanece igual y $(di/dt)_{com}$ en función de $\vartheta + \gamma_c$ se convierte en una línea horizontal. La figura 4 muestra la variación de

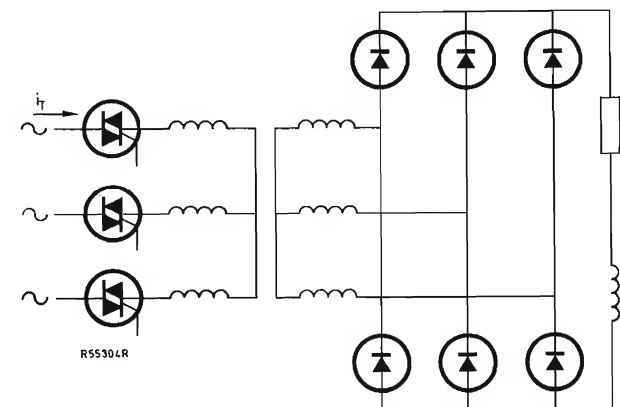
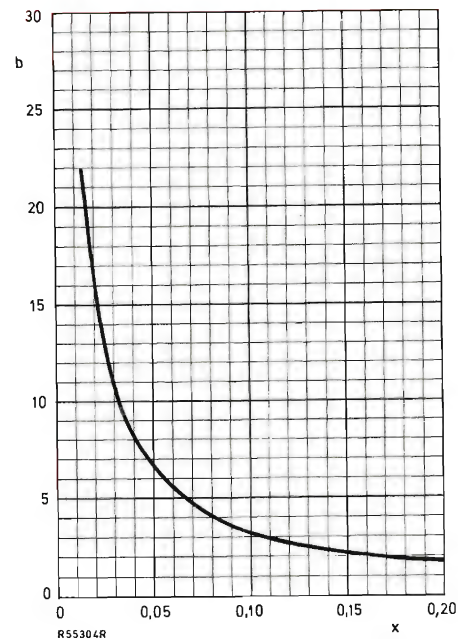


Figura 4. Variación de máx. $(di/dt)_{com} / I_{T(ef)}$ (ms^{-1}) en función de la reactancia fraccional X del transformador del circuito representado en la figura.

la relación entre el valor máximo de $(di/dt)_{com}$ y el valor eficaz de la corriente del triac $I_{T(ef)}$ en función de la reactancia fraccional del transformador x . La inductancia en serie se requiere generalmente para reducir $(di/dt)_{com}$ a un nivel aceptable.

Cálculo de choque

La inductancia del choque saturable en serie L_s necesaria para descebado seguro se obtiene a partir de las fórmulas que se indican a continuación para algunos ejemplos prácticos. Los símbolos empleados junto con las unidades recomendadas para mayor facilidad de cálculo, son los siguientes:

L_s = inductancia del choque en serie (mH)

L_t = inductancia total en serie (mH)

L_{leak} = inductancia de fugas de transformador (mH)

L_m = inductancia del motor (mH)

L_{add} = inductancia en serie que debe añadirse (mH)

$(-dI_T/dt)_{máx.}$ = máximo gradiente de caída recomendado de la corriente de conmutación para asegurar descebado seguro (mA/s)

x = reactancia del transformador (fraccional)

kVA_{rated} = valor nominal del transformador (kVA)

$\omega = 2\pi \times$ frecuencia de red (Hz)

V_{LL} = tensión eficaz línea a línea (V)

Controlador trifásico con carga resistiva (fig. 5)

$$L_s \geq \frac{V_{LL}}{(-dI_T/dt)_{max} \cdot \sqrt{6}}.$$

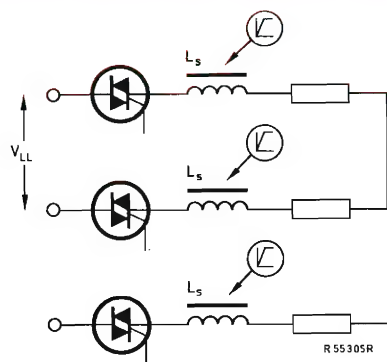


Figura 5. Controlador trifásico con carga resistiva (en estrella o en delta).

Controlador trifásico con transformador y carga resistiva (fig. 6)

$$L_{leak} = \frac{x V_{LL}^2}{\omega \cdot kVA_{rated}},$$

$$L_t \geq \frac{V_{LL}}{(-dI_T/dt)_{max} \cdot \sqrt{6}},$$

$$L_{add} = L_t - L_{leak}.$$

Para evitar la saturación del núcleo del transformador, al transformador debe aplicarse una precarga aproximada del 10 % de la carga total; de esta forma se elimina también la necesidad de elementos RC a través de los primarios del transformador para facilitar el cebado del triac.

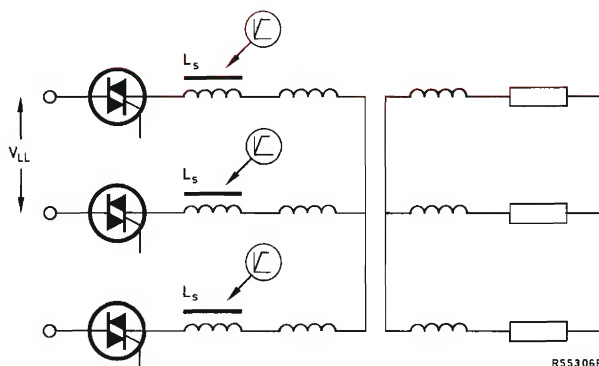


Figura 6. Controlador trifásico con transformador (conectado en estrella o en delta) y carga resistiva.

Controlador trifásico con transformador y rectificador en puente cargado inductivamente.

$$L_{leak} = \frac{x V_{LL}^2}{\omega \cdot kVA_{rated}}$$

Para conmutación triac-triac ($0^\circ < \vartheta < 60^\circ$):

$$L_{t1} \geq \frac{3 V_{LL}}{(-dI_T/dt)_{max} \cdot 2 \sqrt{6}},$$

$$L_{add1} = L_{t1} - L_{leak}.$$

Para conmutación triac-diodo ($\vartheta > 60^\circ$):

$$L_{t2} \geq \frac{\omega \cdot kVA_{rated}}{(-dI_T/dt)_{max}^2},$$

$$L_{add2} = L_{t2} - L_{leak}.$$

Emplear el mayor de los dos valores calculados.

Para evitar la saturación del núcleo del transformador, al rectificador debe aplicarse una precarga aproximada al 10 % de la carga total; no se necesitan los elementos RC a través de los devanados del transformador.

Carga con motor trifásico

$$L_t \geq \frac{V_{LL}}{(-di_T/dt)_{max} \cdot \sqrt{6}},$$

$$L_{add} = L_t - L_m.$$

El control por triac es adecuado para motores que excitan una carga que sea función exponencial de la velocidad del motor (ventilador, bomba centrífuga, etc.). La tensión de control continua se aplica a través de una red RC , de manera que sólo puede variar lentamente y se evita así la saturación del motor.

Ejemplo de cálculo

Un motor trifásico de 10 kVA, con una reactancia fraccional de 0,06, alimenta un puente con diodos: la tensión de entrada trifásica es de 380 V, 50 Hz. Calcular la inductancia del choque en serie.

Ecuación. (5):

$$L_{leak} = \frac{0,06 \times 380^2}{314 \times 10} = 2,75 \text{ mH}.$$

La corriente de fase para salida total:

$$I_L = \frac{VA_{rated}}{V_{LL} \sqrt{3}} = \frac{10\,000}{380 \sqrt{3}} = 15,2 \text{ A}.$$

Pueden emplearse triacs BTX94; el valor recomendado de $(-di_T/dt)_{máx}$ es de 50 A/ms.

Ecuación (6):

$$L_{t1} \geq \frac{3 \times 380}{50 \times 2 \sqrt{6}} = 4,65 \text{ mH}$$

Ecuación (8):

$$L_{t2} \geq \frac{314 \times 10}{50^2} = 1,26 \text{ mH}$$

Debe tomarse el valor mayor, de modo que la inductancia del choque en serie a partir de la ecuación 7 es igual a:

$$L_{add} = 4,65 - 2,75 = 1,9 \text{ mH}.$$

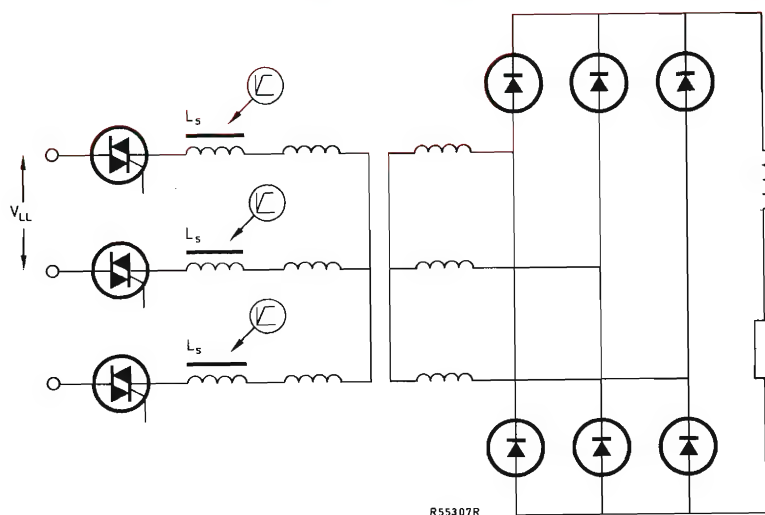


Figura 7. Controlador trifásico con transformador (conectado en estrella o en delta) y rectificador en puente cargado inductivamente.

CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA TUBOS DE RAYOS CATODICOS

Este código de designación de tipos se refiere a los tubos de rayos catódicos para todas las aplicaciones, tales como: tubos de imagen para televisión y radar, tubos osciloscópicos, tubos de monitor y visores.

La designación de tipo consta de: UNA LETRA SEGUIDA DE DOS GRUPOS DE CIFRAS UNIDOS POR GUÍÓN Y UNA O DOS LETRAS

Ejemplo y explicación

D10-11GH

A59-11W

La primera letra indica la aplicación y/o la construcción del tubo	La primera cifra o grupo de cifras indica las dimensiones de la pantalla	La segunda cifra o grupo de cifras	Las letras finales indican las propiedades de la pantalla
--	--	------------------------------------	---

A tubo de imagen de TV para aplicaciones domésticas	Para los tubos rectangulares, la diagonal de la pantalla en cm	Número de serie	La primera letra indica el color de la fluorescencia (o fosforescencia en el caso de pantallas de persistencia larga o muy larga) de acuerdo con las regiones de la Carta Kelly de designación de colores donde sea aplicable:
D tubo osciloscopio, de haz sencillo	Para los tubos circulares, el diámetro de la pantalla en cm		A púrpura rojizo, púrpura, púrpura azulado
E tubo osciloscopio, de haz múltiple			B azul púrpúreo, azul, azul verdoso
F tubo de imagen para radar, visión directa			D azul-verde
L tubo de almacenamiento de imagen			G verde azulado, verde, verde-amarillento
M tubo de imagen de TV para aplicaciones profesionales, visión directa			K amarillo-verde
P tubo de imagen para aplicaciones profesionales, proyección			L anaranjado, anaranjado-rosa
Q analizador de punto móvil			R anaranjado-rojizo, rojo, rosa, rosa-púrpúreo, rojo-púrpúreo, rojo-púrpura
			Y amarillo-verdoso, amarillo, anaranjado-amarillento
			W indica el fósforo de tubo de imagen de televisión "blanco standard"
			X indica pantallas tricolor
			La segunda letra es una letra de serie para indicar otras diferencias específicas en las propiedades de la pantalla.
			Descripción de persistencia
			(Tiempo para disminuir al 10% de la emisión luminosa inicial)
			menos de 1 μ s muy corta 1 ms a 100 ms media
			1 μ s a 10 μ s corta 100 ms a 1 s larga
			10 μ s a 1000 μ s medio corta más de 1 s muy larga

GRUPOS DE LETRAS ASIGNADOS A LOS FOSFOROS EXISTENTES

Denominación		Número E.I.A.	Color		Persistencia (10%)
Nueva	Antigua		Fluorescencia	Fosforescencia	
BA	C		Azul púrpúreo		Muy corta
BC	V		Azul púrpúreo		
BD	A		Azul		Muy corta
BE	B	P11	Azul	Azul	Medio corta
BF	U		Azul		Medio corta
GB	M	P32	Azul púrpúreo	Verde amarillento	Larga
GE	K	P24	Verde	Verde	Corta
GH	H	P31	Verde	Verde	Medio corta
GJ	G	P1	Verde amarillento	Verde amarillento	Media
GK	G ¹⁾		Verde amarillento	Verde amarillento	Media
GL	N	P2	Verde amarillento	Verde amarillento	Medio corta
GM	P	P7	Azul púrpúreo	Verde amarillento	Larga
GN	J		Azul	Verde	Medio corta
GP		P2	Verde azulado	Verde	Medio corta
GR		P39	Verde	Verde	Larga
GU			Blanco	Blanco	Muy corta
LA	D		Anaranjado	Anaranjado	Media
LB	E		Anaranjado	Anaranjado	Larga
LC	F		Anaranjado	Anaranjado	Muy larga
LD	L	P33	Anaranjado	Anaranjado	Muy larga
W	W	P4	Blanco para tubos de imagen de TV		
X	X	P22	Tricolores para tubos de imagen de TV		
YA	Y		Anaranjado/amarillento	Anaranjado/amarillento	Media

TUBOS DE RAYOS CATODICOS (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos letras mayúsculas seguidas de dos grupos de cifras (por ejemplo: DG13-2, MW31-16).

Primera letra: indica el método de enfoque y desviación.
Segunda letra: indica las propiedades de la pantalla.
Primer grupo de cifras: indica las dimensiones de la pantalla.
Segundo grupo de cifras: indica un número de serie.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

Primera letra

A — Enfoque electrostático y desviación electromagnética.
D — Enfoque electrostático y desviación electrostática en dos direcciones.
M — Enfoque electromagnético y desviación electromagnética.

Segunda letra

Indica las propiedades del fósforo de la pantalla.

Primer grupo de cifras

Para los tubos circulares : diámetro de la pantalla en cm.
Para los tubos rectangulares: diagonal de la pantalla en cm.

Segundo grupo de cifras—

Número de serie.

¹⁾ Usado para TV en color.

APLICACIONES DE LOS TRIACS: CONMUTADORES DE APLICACION GENERAL

En este artículo se describen una serie de conmutadores de aplicación general de distintos tipos que ponen de manifiesto algunas de las múltiples aplicaciones de los triacs en el control y en la regulación de procesos para aplicaciones domésticas e industriales.

1. Introducción

Este artículo describe conmutadores de aplicación general. Se ha de tener cuidado al controlar transformadores con carga pequeña o sin carga alguna a causa de las corrientes impulsivas de entrada al utilizar un circuito que proporciona disparos irregulares o síncronos. Esto se puede evitar utilizando un retardador de disparo. Los circuitos descritos aquí incorporan esta característica. Estos circuitos proporcionan ciclos de carga completa para obtener voltiossegundos de carga igual a cero, y la conducción del triac siempre empieza con la misma polaridad de tensión de red para evitar la polarización magnética. Los reguladores de tiempo proporcional se utilizan principalmente para calentamiento; normalmente la carga es resistiva, pero es inductiva (transformador) cuando se requiere una tensión de calefactor baja por razones de seguridad. La tabla 1 resume los circuitos descritos.

2. Conmutadores monofásicos

Conmutador asíncrono

La figura 1 muestra un conmutador simple. En cuanto se cierra S_1 , se dispara el triac; por lo tanto, la operación es asíncrona. El conmutador S_1 puede ser de lámi-

nas (activado por una bobina o un imán permanente) o puede ser eléctrico de palanca de dos direcciones. El valor de R_1 en ohmios es igual a la tensión de entrada de c.a. en voltios; por lo tanto, $R_1 = 220 \Omega$ con una alimentación de 220 V a 240 V. Este circuito puede excitar una carga resistiva o inductiva.

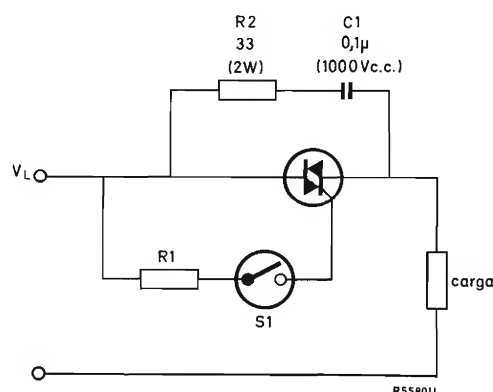


Figura 1. Triac regulado por un conmutador de láminas
 $R_1 (\Omega) = V_L (V)$.

Tabla 1. Conmutadores universales de estado sólido.

Apartado	Circuito	Características	Número de triacs utilizado
2	Conmutador asíncrono monofásico.	Opera con cargas resistivas e inductivas.	1
	Regulador con señales móviles monofásico.	Circuito asíncrono; opera con cargas resistivas e inductivas; controla hasta diez grupos de descarga gaseosa.	hasta 10
	Conmutador síncrono monofásico I	Opera cargas resistivas e inductivas.	1
	Conmutador síncrono monofásico II	Opera cargas con un ángulo de fase máximo de 8°	1
3	Conmutador monofásico para carga transformador.	Retardo del disparo 12° a 90° ; proporciona ciclos de carga completa.	1
4	Regulador de tiempo proporcional utilizando TCA280A.	Adecuado para electrodomésticos, por ejemplo, calentadores de panel; puede operar únicamente con cargas resistivas.	1
	Regulador de tiempo proporcional utilizando NORBIT.	Para la calefacción de coches de ferrocarril; por lo tanto tiene una elevada precisión de control de 1°C sobre una gama de 18°C a 23°C ; potencia máxima controlada, 25 kW; únicamente con cargas resistivas.	hasta 4
5	Regulador de tiempo proporcional monofásico para carga transformador.	Retardo máximo del disparo 50° ; proporciona ciclos de carga completa.	1
6	Regulador de tiempo proporcional trifásico.	Opera con cargas resistivas e inductivas (conectada en estrella o en delta); proporciona ciclos de carga completa.	2
7	Regulador de tiempo proporcional trifásico para carga transformador.	La carga puede estar conectada en estrella o delta; proporciona ciclos de carga completa.	3

Regulador con señales animadas

Este circuito es un conmutador "múltiple" con triac capaz de conmutar independientemente varios grupos de tubos de descarga de gas, lo cual representa una característica muy útil para registros visuales de señales animadas. Como se ve en la figura 2, una unidad principal controla varias unidades secundarias, las cuales a su vez controlan los tubos de descarga de gas mediante conmutadores de potencia. Cada conmutador de potencia incluye una puerta de disparo, un transformador de disparo TT60 y un triac como dispositivo de control de potencia; todos los conmutadores se disparan por la fuente de impulsos de 40 Hz. La operación es asíncrona, pero la asimetría de la corriente de entrada medida por los transformadores de alta tensión, que alimentan los tubos

de descarga de gas, no es más del 10% (factor de potencia alrededor de 0,7), de modo que no existe el riesgo de una corriente de entrada peligrosa. Debido a que se genera un tren de impulsos de disparo continuo, el cebado del triac está asegurado. Los sistemas analógicos y digitales se basan en el empleo de la serie FZ/30 de circuitos integrados.

El sistema analógico de la figura 4 utiliza circuitos bloque TU30 para fijar el tiempo del ciclo; véanse también las formas de onda de la figura 3. Se completa el tiempo del ciclo cuando todas las tensiones de realimentación —denominadas v_{fb} — están en el nivel ALTO. Como resultado, $\Sigma v_{fb} = v_{fb1(1)} \cdot v_{fb2(1)} \cdot \dots \cdot v_{fb1(n)} \cdot v_{fb2(n)}$ pasa a estado ALTO, y C_1 se puede cargar. Se produce el impulso de arranque para reiniciar el ciclo del siguiente modo. Cuando v_{C1} ha alcanzado el nivel de disparo

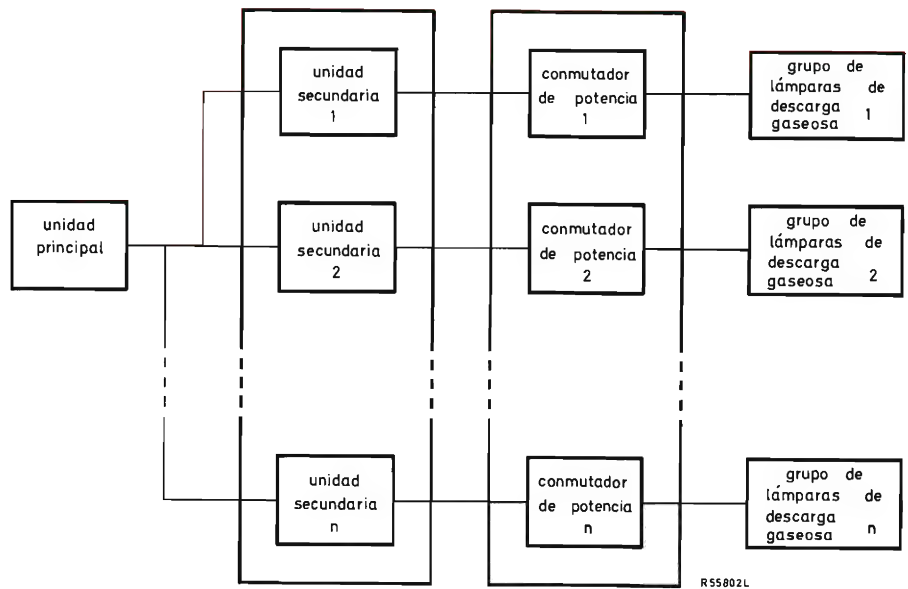


Figura 2. Esquema de bloques de un sistema de control de señales animadas.

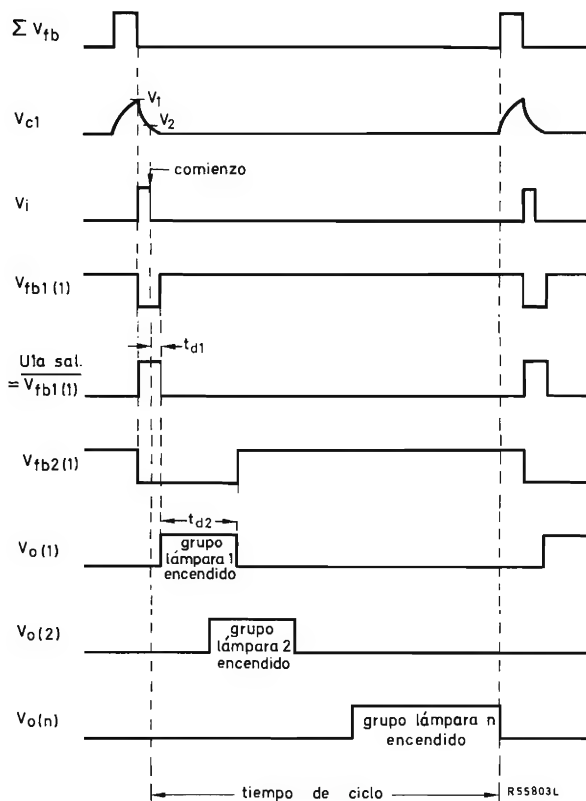


Figura 3. Formas de onda del sistema de control.

v_1 del disparador Schmitt ST , la tensión de entrada v_i de todas las unidades secundarias pasa a nivel ALTO para reposicionar todas las unidades TU30 (v_{fb1} y v_{fb2} pasan a estado BAJO). Debido a que Σv_{fb} pasa a BAJO, C_1 se descarga y ST salta al nivel v_2 ; v_i vuelve al nivel BAJO terminando el impulso de arranque y activando los primeros TU30 en todas las unidades secundarias. Después del tiempo t_{d1} , la salida v_{fb1} de TU30 pasa a ALTO; esto activa el segundo TU30, cuya salida v_{fb2} pasa a nivel ALTO después de un tiempo adicional t_{d2} . Debido a la acción de $U_{1b,c,d}$, la tensión de salida $v_{o(1)}$ estará en ALTO durante el período de retardo t_{d2} del segundo TU30. La duración del ciclo es igual al valor más elevado de $t_{d1} + t_{d2}$, ajustado para cualquier unidad secundaria; para los componentes indicados, el tiempo máximo de ciclo es de 20 s. Una unidad principal puede excitar hasta diez unidades secundarias.

Ajuste (fig. 4):

1. Se ajusta R_3 en cualquier unidad secundaria para fijar el período de oscuridad t_{d1} de los tubos de descarga de gas controlados por esa unidad en particular; período oscuridad $t_{d1} = C_2(\mu F) \times (R_2 + 0,01 M\Omega)$ segundos.
2. Se ajusta R_3 en cualquier unidad secundaria para fijar el período de encendido t_{d2} de los tubos de descarga de gas controlados por esa unidad en particular; período de encendido $t_{d2} = C_3(\mu F) \times (R_3 + 0,01 M\Omega)$ segundos.

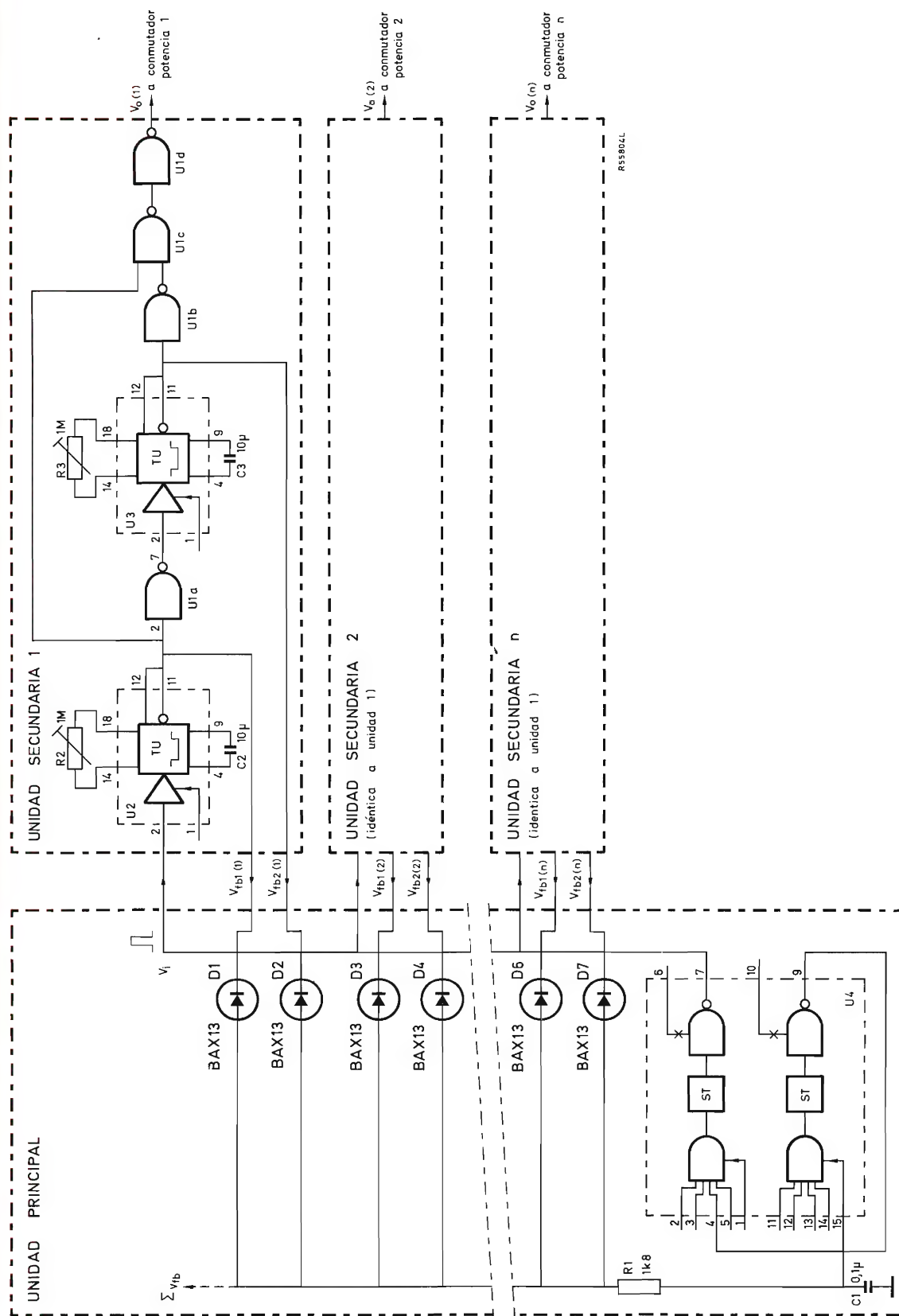


Figura 4. Esquema de circuito del control de señales animadas. U_{1d} a $U_{1d} = FZH111/4.NAND30$.

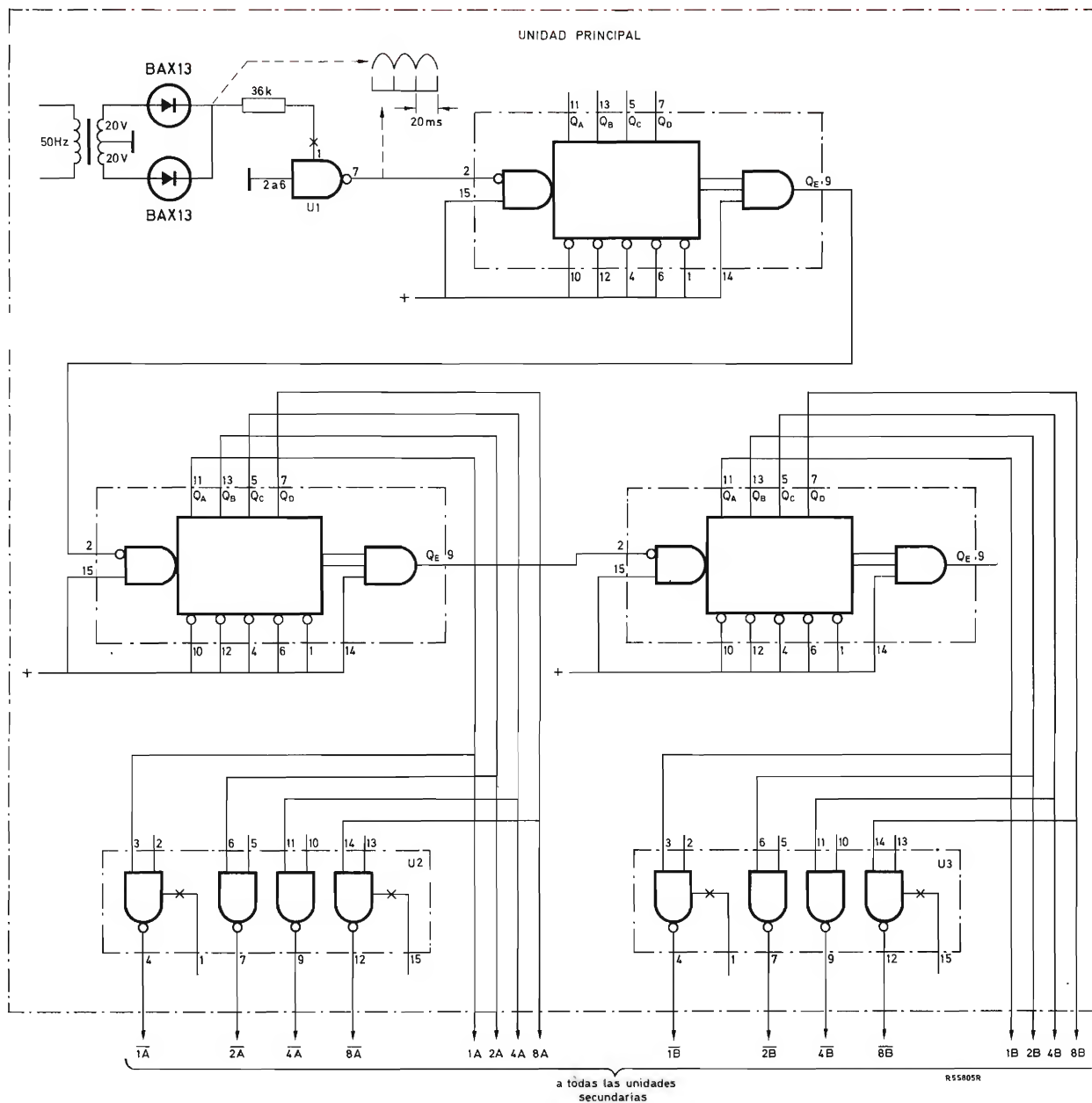


Figura 5. Esquema del circuito de control de señales animadas (sistema digital), incluyendo una unidad principal y una unidad secundaria.

+ = alimentación de c.c. (12 V ó 15 V)
 U_1 = FZH131/2.NAND31
 U_2 a U_4 = FZH111/4.NAND30

S_1 a S_4 = conmutador rotativo miniatura M1248/PC ó MW 1248/PC.

Las otras tres unidades son FZJ141/FF34.

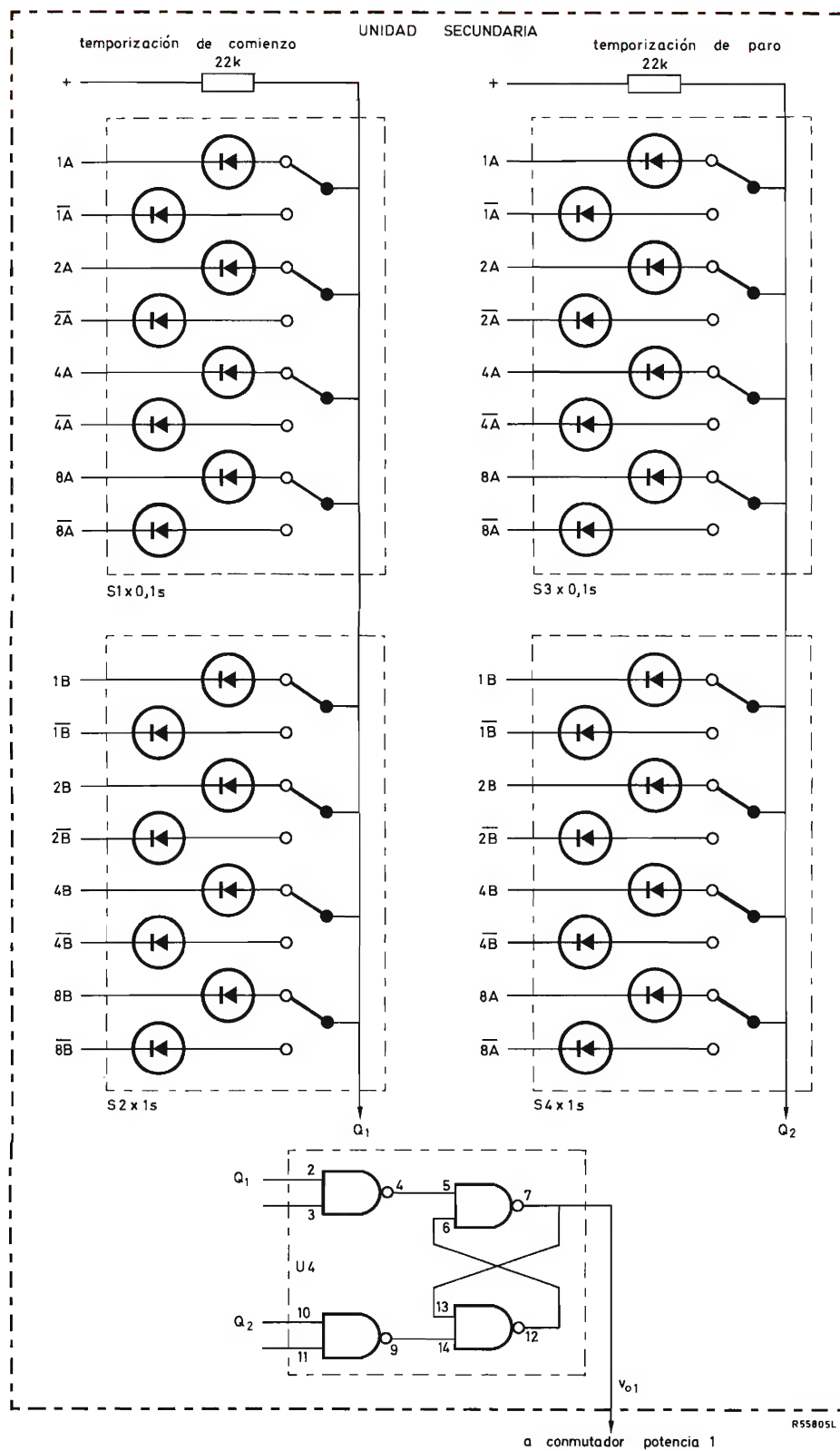


Figura 5.

La figura 5 muestra el esquema de circuito del sistema de control digital. En la unidad maestra, se rectifica la entrada de 50 Hz y se convierte en impulsos de sincronización de 100 Hz para excitar a los divisores decimales triples $3 \times \text{FZJ141/FF34}$. Cada unidad secundaria contiene conmutadores rotativos S_1 a S_4 y el biestable U_4 . Tan pronto como la posición prefijada con los conmutadores "temporización de arranque" S_1 y S_2 se alcanza, Q_1 pasa a ALTO y U_4 se activa: la salida v_{01} pasa a ALTO y el conmutador de alimentación se "activa". En cuanto se alcanza la posición prefijada con los conmutadores de "sincronización de paro" S_3 y S_4 , Q_2 se vuelve ALTO y U_4 se desactiva: la salida v_{01} vuelve al nivel BAJO y se "desactiva" el conmutador de potencia. Este sistema tiene un tiempo fijo para el ciclo (10 s). Una unidad maestra puede excitar hasta tres unidades secundarias. Si se requiere mayor cargabilidad, se conectan las dobles puertas NAND de potencia $8 \times \text{FZH141/2.NAND32}$ entre $1A...$, $1\bar{A}...$, $1B...$, $1\bar{B}...$ y las entradas de las unidades secundarias, lo cual aumenta la capacidad de excitación a diez unidades secundarias por unidad maestra.

Ajuste (fig. 5):

1. Se ajusta S_1 y S_2 en cualquier unidad secundaria (ajustes a 0,1 s y 1 s) para fijar el instante de ignición

de los tubos de descarga de gas controlados por la unidad en cuestión.

2. Se ajusta S_3 y S_4 en cualquier unidad secundaria (ajustes a 0,1 s y 1 s) para fijar el instante de extinción de los tubos de descarga de gas controlados por la unidad en cuestión.

Conmutador síncrono I

El circuito de la figura 6 utiliza un conmutador controlado de silicio (TH_1) y un relé de láminas (RA) para controlar el triac (TH_2). Se rectifica la tensión de red, rebajándose a 24 V, y se aplica a TH_1 y RA . Cuando se dispara TH_1 , éste conduce y corta el circuito de la bobina del relé; el contacto del relé de láminas se mantiene abierto y no se dispara TH_2 . Cuando cesa la señal de disparo, TH_1 conduce hasta que la tensión rectificada se hace cero, se activa el relé de láminas y se dispara el triac a conducción. La figura 7 muestra las formas de onda. La operación es síncrona ya que TH_2 se ceba cuando al final del medio ciclo TH_1 se ha descebado.

Para TH_1 se requiere un resistor en serie con la puerta si la tensión de control es elevada; el valor del resistor es: $R_s = (V_{contr} - 0,7) \text{ k}\Omega$ expresada V_{contr} en voltios (se requiere una excitación de puerta de 1 mA aproximadamente). El circuito puede conmutar una carga resistiva o inductiva.

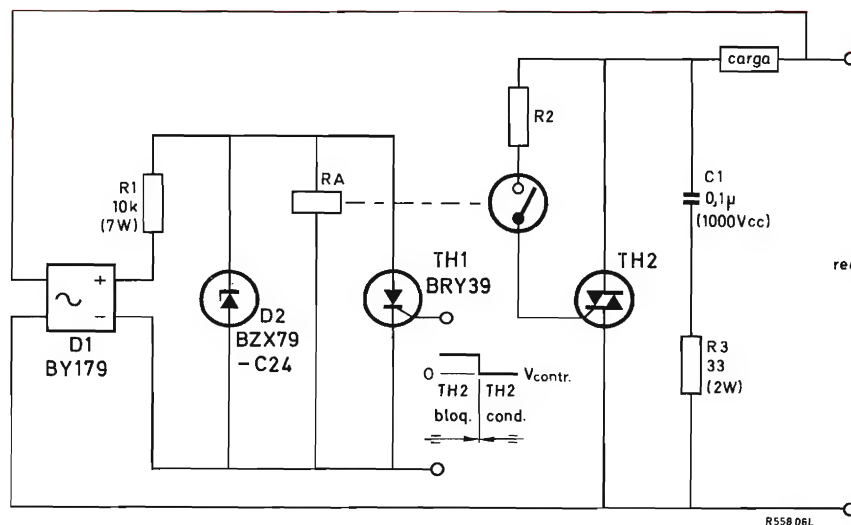


Figura 6. Conmutador síncrono utilizando un conmutador controlado de silicio BRY39; $R_2 (\Omega) =$ tensión de red (V).

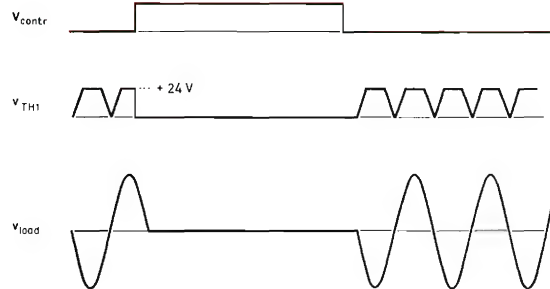


Figura 7. Formas de onda para el circuito de la figura 6.

salvas de impulsos son cortas, se puede excitar una carga resistiva o ligeramente inductiva (el ángulo de fase máximo de la carga es igual a unos 8° , que representa la duración de la salva de impulsos).

Según se puede apreciar de las formas de onda, el circuito oscila sólo durante los breves períodos en que no está excitada la base del transistor limitador TR_1 . La tensión en el secundario del transformador en la figura 8 tiene retardada la fase por $R_1C_2R_2$, rectificada por D_3D_4 , y luego aplicada a la base de TR_1 . Mediante una adecuada selección del valor de C_2 , se logra que las oscilaciones empiecen en los puntos de cruce por cero de la tensión de red.

El disparo tendrá lugar para $V_{contr} \geq 11,4 \text{ V}$, y no tendrá lugar para $V_{contr} \leq 1,8 \text{ V}$.

Conmutador síncrono II

El circuito de la figura 8 genera cortas salvas de impulsos de disparo cada medio ciclo. El comienzo de las salvas de impulsos coincide con los puntos de cruce por cero de la tensión de red (véanse las formas de onda) y, por lo tanto, resulta disparo síncrono. Debido a que las

Ajuste (fig. 9):

Si es necesario se aumenta (disminuye) el valor de C_2 para retardar (adelantar) la iniciación de las salvas de impulsos de disparo, de forma que los disparos empiecen en coincidencia con los puntos de cruce por cero de la tensión de red.

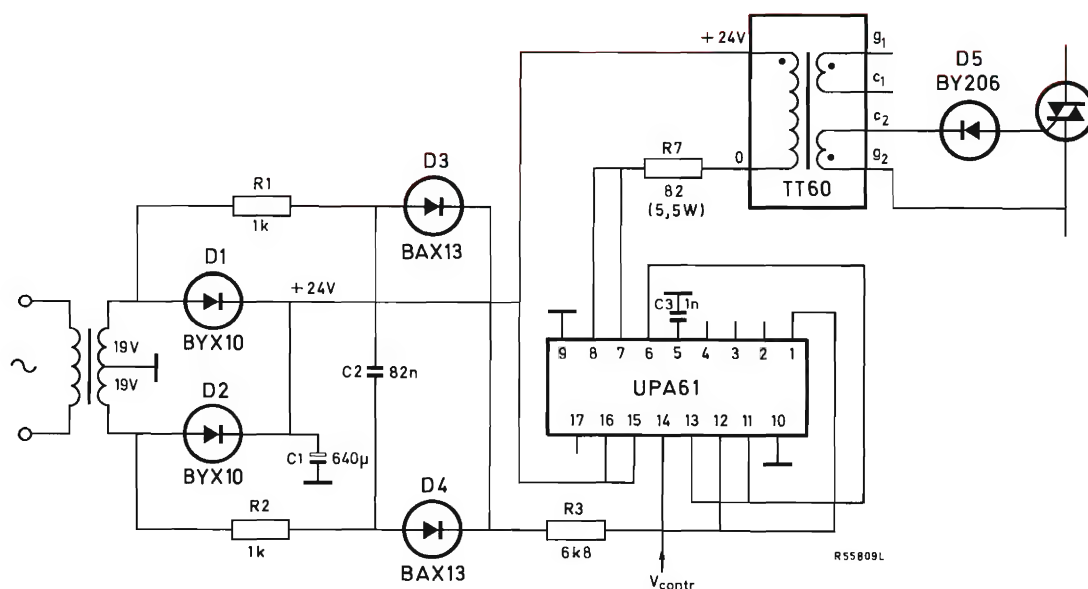


Figura 9. Esquema de cableado del conmutador síncrono.

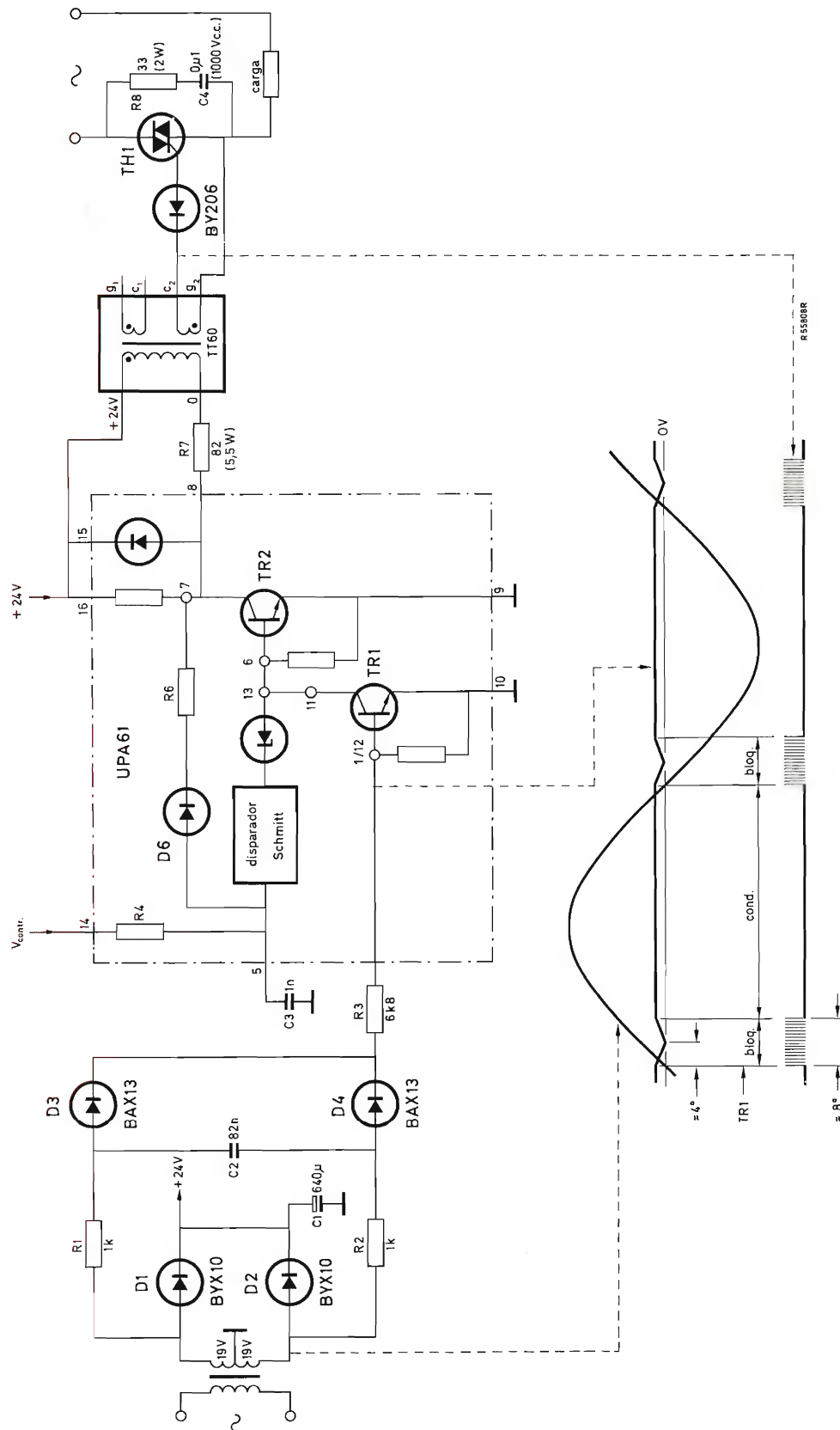


Figura 8. Esquema del circuito y formas de onda del conmutador síncrono.

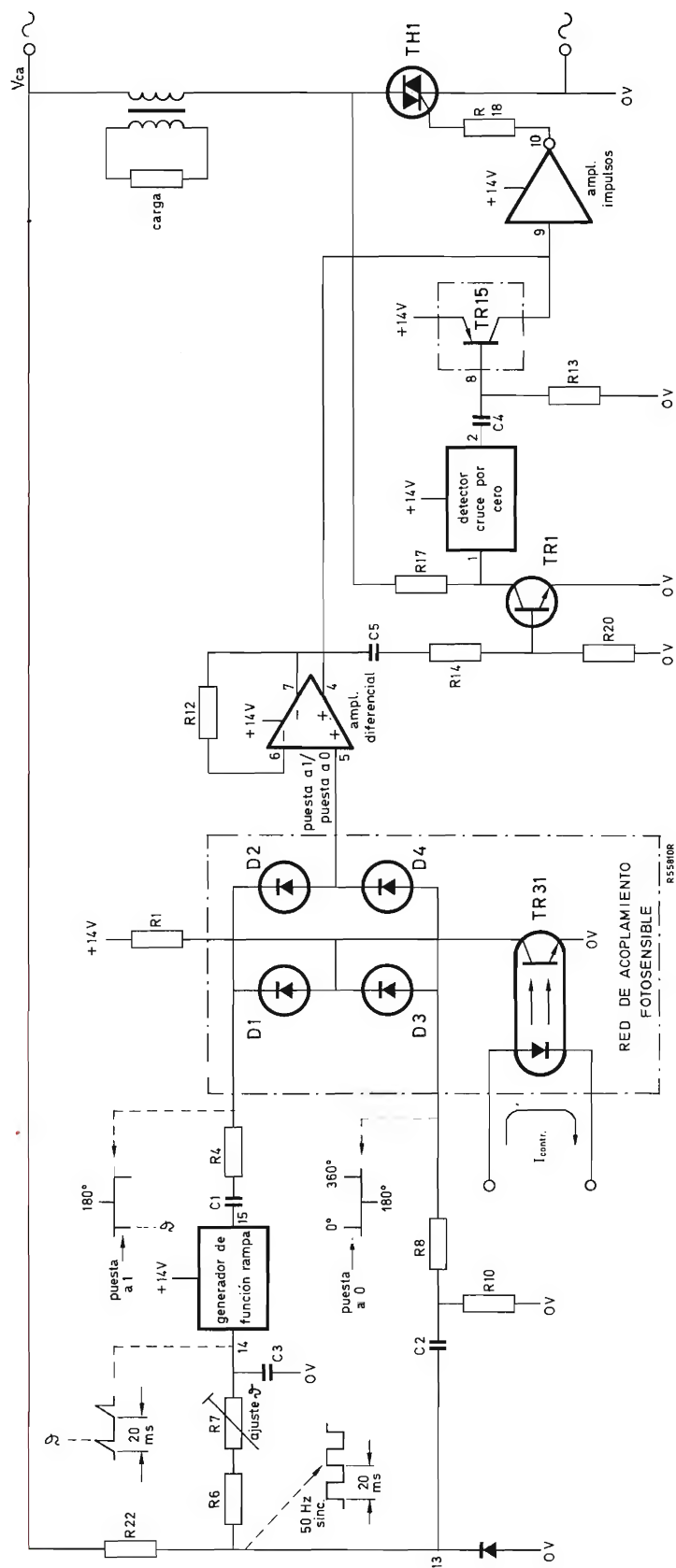


Figura 10. Esquema del circuito de un conmutador monofásico para carga transformador (14 V es la alimentación interna del TCA280A).

3. Conmutador monofásico para un transformador como carga

El circuito de la figura 10 está controlado fotoeléctricamente y la tensión de carga se conmuta por $I_{contr} \geq 3$ mA. Se puede ajustar el ángulo de disparo, ϕ , variando la velocidad con que se carga C_3 (ajuste de R_7), y esto determina el retardo con el cual los impulsos negativos, que fijan el amplificador diferencial, emergen del genera-

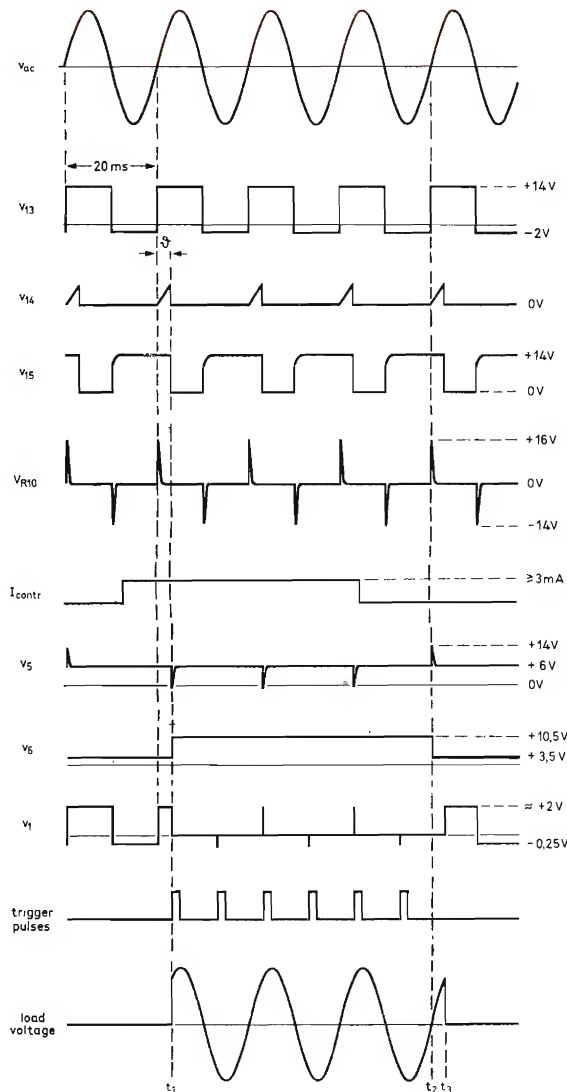


Figura 11. Formas de onda del conmutador monofásico para carga transformador; v_{13} = tensión en el terminal 13 de TCA280A, etcétera.

dor de función en rampa. Debido a la realimentación regenerativa a través de R_{12} , el amplificador diferencial tan sólo puede estar en uno de sus estados extremos determinando de este modo si el triac conducirá o no. Según sea el estado del fotoacoplador TR_{31} (conducción o no conducción), la red fotosensible dirige impulsos negativos de la salida del generador de función en rampa diferenciada (disponible mediante C_1) o impulsos positivos de la tensión de sincronización diferenciada de 50 Hz (disponible mediante C_2) al terminal 5 de entrada del amplificador diferencial. Véanse las formas de onda de la figura 11. El primero de los impulsos negativos activa el amplificador diferencial: tiempo t_1 — salida del amplificador diferencial, terminal 4, óhmicamente alta, la entrada del amplificador de impulsos acepta impulsos de disparo y se dispara el triac con el ángulo de retardo ajustado. El primero de los impulsos positivos desactiva el amplificador diferencial: tiempo t_2 — salida del amplificador diferencial, terminal 4, pasa a positivo, se corta la entrada del amplificador de impulsos, y se desceba el triac en cuanto la corriente de carga llega a cero (tiempo t_3). Durante la conducción del triac, la tensión v_1 de la figura 11 presentará impulsos parásitos debido al descebado del triac, los cuales reiniciarán el disparo.

La figura 12 muestra una variante del circuito para producir impulsos de disparo negativos.

Ajuste (fig. 13):

Fijar R_7 de forma que desaparezca la corriente de entrada impulsiva del transformador; obsérvese en un osciloscopio. Para el ajuste requerido, el ángulo de disparo ha de ser más o menos igual al ángulo de fase del transformador con su carga conectada. Por lo tanto, el ajuste depende de la carga del transformador.

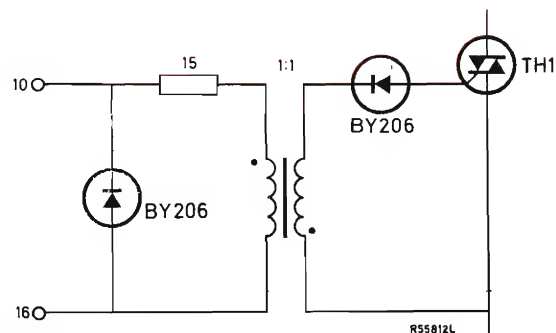


Figura 12. Circuito que produce impulsos de disparo negativos.

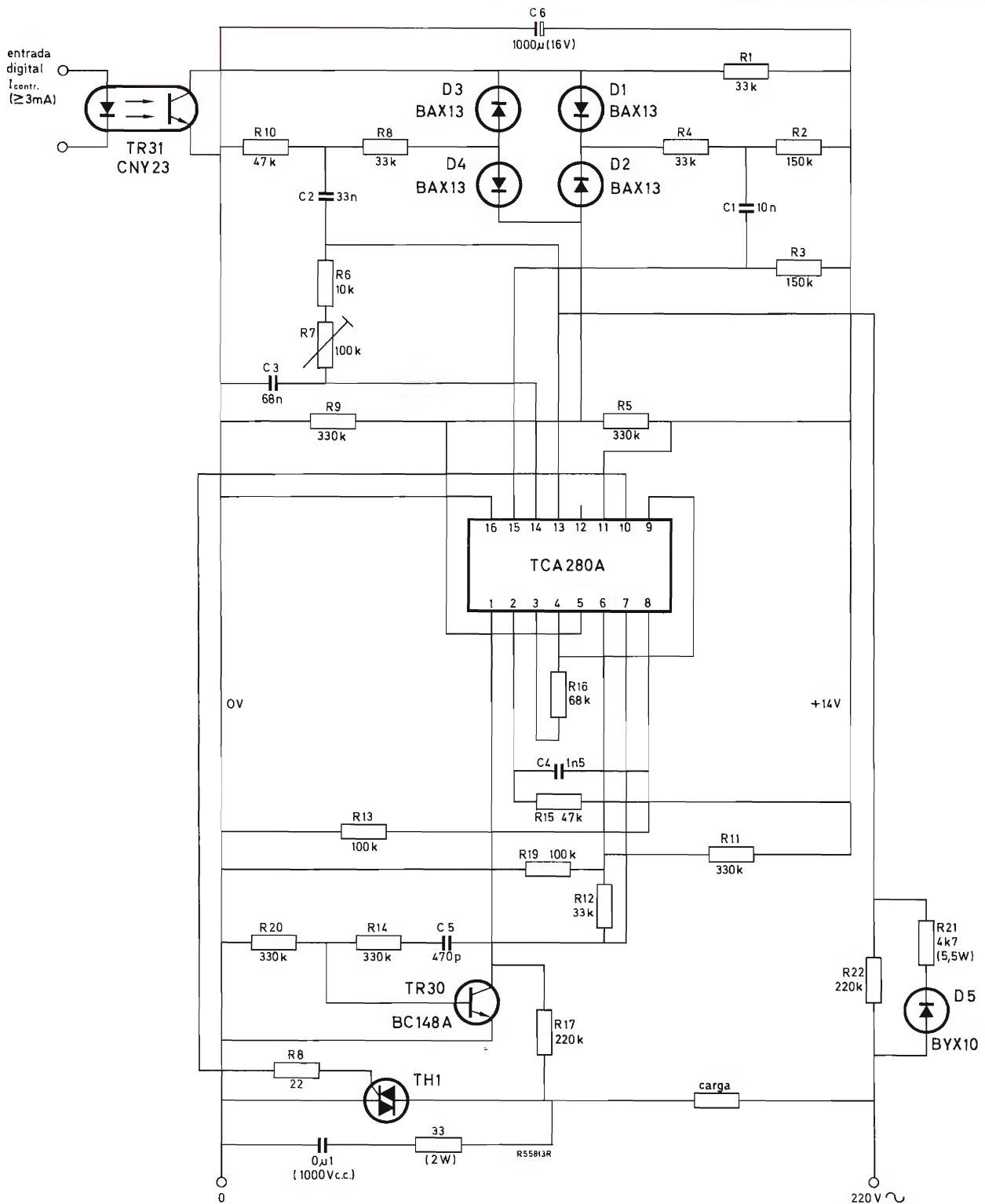


Figura 13. Esquema de cableado del conmutador monofásico para carga transformador.

4. Reguladores de tiempo proporcional para cargas resistivas

Regulador de tiempo proporcional utilizando TCA280A

Este circuito (fig. 14) utiliza una función en diente de sierra como base de tiempo para control de tiempo proporcional. Se alimentan los terminales 5 y 6 del amplificador diferencial con la función de tiempo en diente de sierra junto con la salida de c.c. del puente sensible a la temperatura.

El terminal 1 del detector de cruce por cero se conecta a la tensión de sincronización de c.a. La tensión en el terminal 2 cae en coincidencia con los cruces por cero de la tensión de red; esto excita el amplificador de impulsos y produce el disparo de TH_1 , siempre y cuando la resistencia de salida del amplificador diferencial, terminal 7, sea alta, lo que ocurre en el caso de temperatura baja. Para temperatura alta, la entrada del amplificador de impulsos se cortocircuita mediante la salida positiva del amplificador diferencial, y los impulsos de disparo no se producen.

Según se puede apreciar de las formas de onda de la figura 15, la duración de las salvas de impulsos de dispa-

ro, y así el ciclo de trabajo del triac, varía con la desviación de la temperatura controlada del valor previamente fijado (entrada 6 alimentada por función en rampa). La realimentación regenerativa a través de R_{22} (fig. 14) asegura una bien definida conmutación del amplificador diferencial.

El regulador produce impulsos simples de disparo situados simétricamente con relación a los cruces por cero de la tensión de red; por lo tanto, sólo se pueden manejar cargas resistivas, pero la interferencia de R.F. debida a la conmutación del triac es muy baja.

El condensador base de tiempos C_2 , de la figura 14 debe limitarse a 16 V, para que la corriente de fuga sea insignificante.

Ajustes (fig. 16):

1. Se ajusta la banda proporcional mediante selección del valor de R_{23} (a menor valor de R_{23} más amplia es la banda proporcional).
2. Con C_2 se ajusta el período de repetición del regulador de tiempo proporcional (el período de repetición es de $0,14 \text{ s}/\mu\text{F}$ aproximadamente).

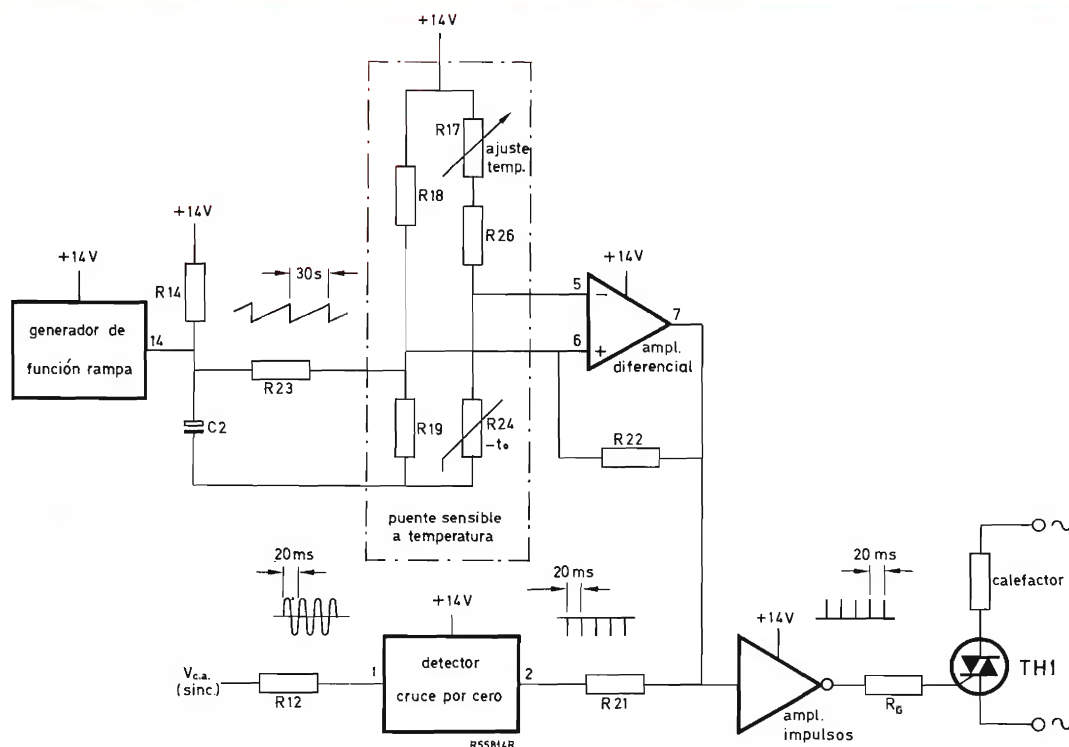


Figura 14. Esquema del regulador de temperatura de tiempo proporcional (+14 V es la tensión de alimentación interna del TCA280A).

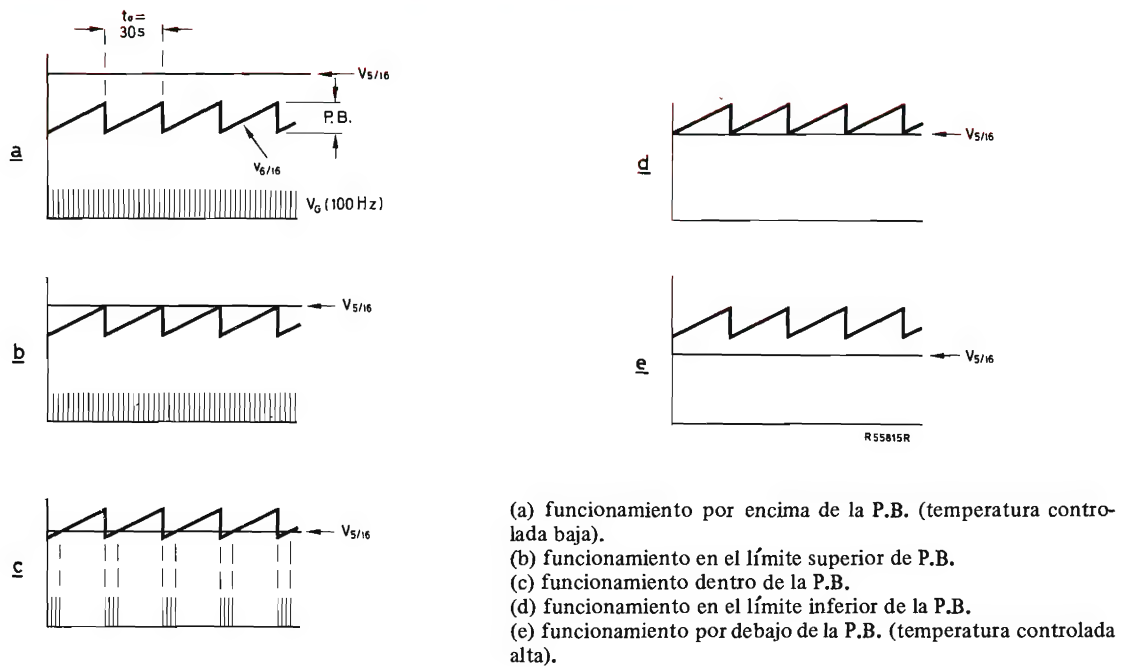


Figura 15. Esquema del funcionamiento del regulador de temperatura de tiempo proporcional (P.B. = banda proporcional).

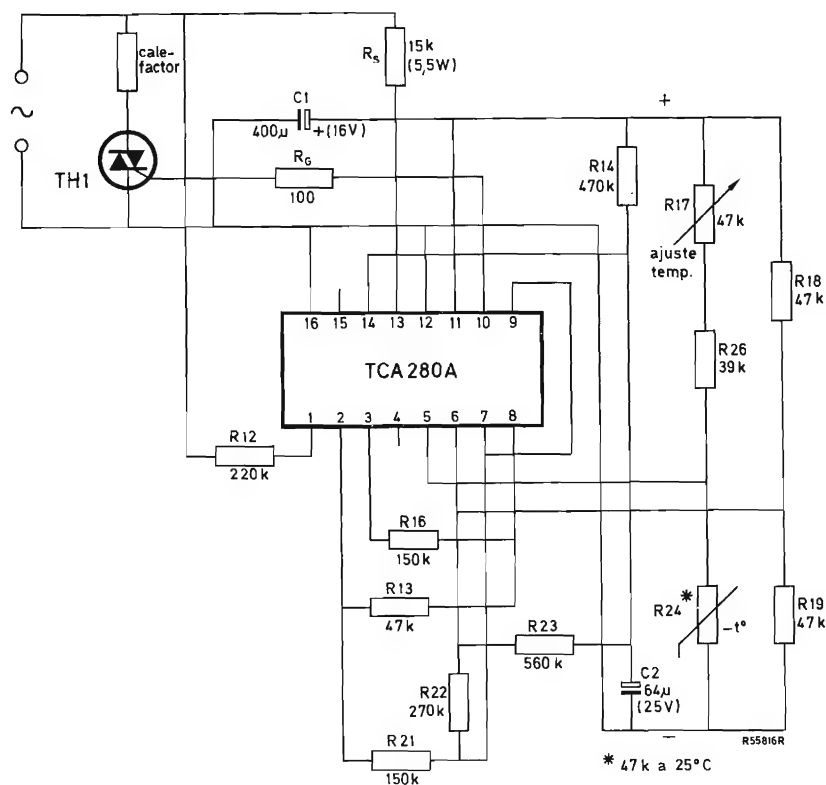


Figura 16. Esquema de montaje del regulador de temperatura de tiempo proporcional.

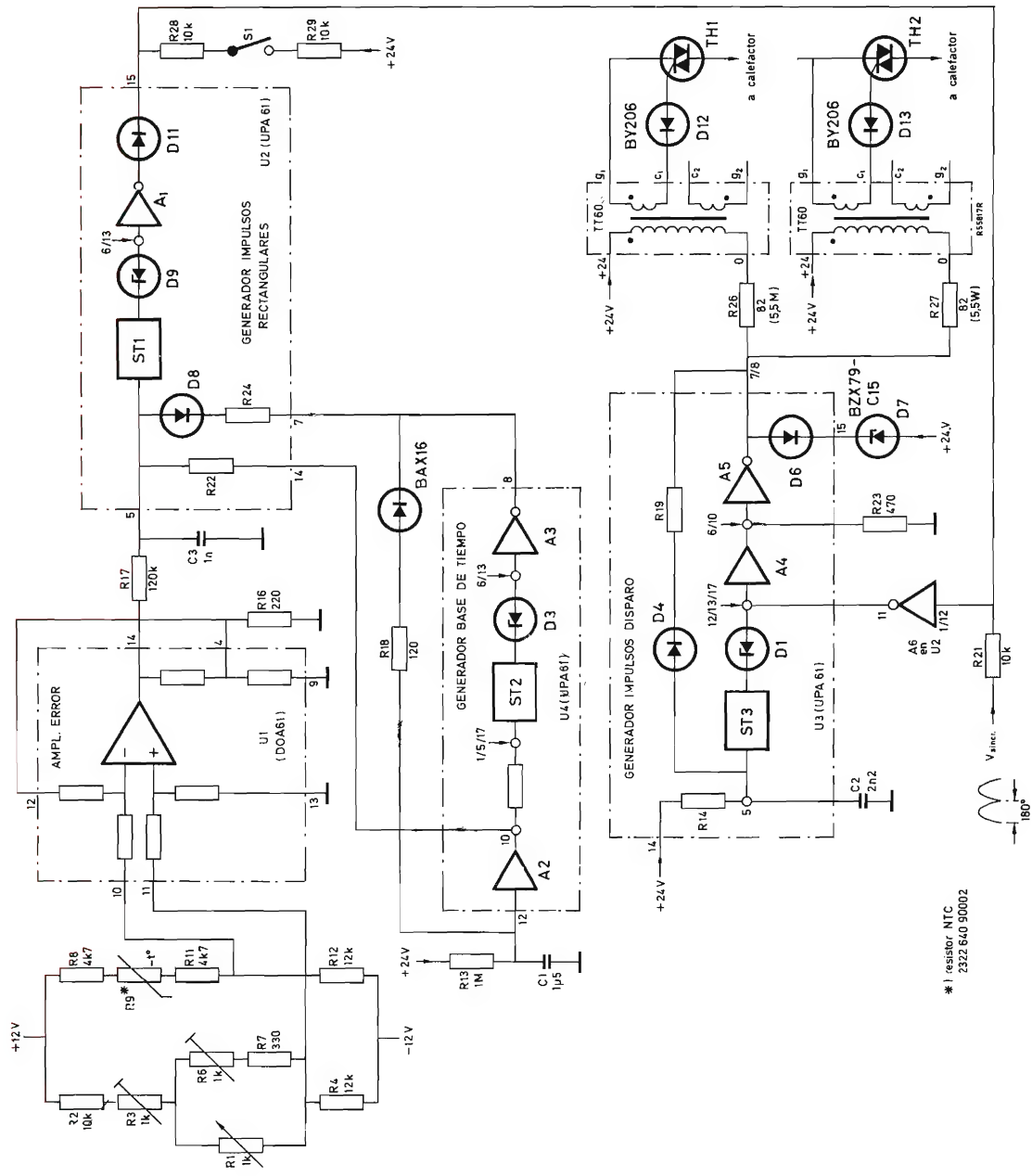


Figura 17. Esquema del sistema de control de temperatura de tiempo proporcional. ST_1 , ST_2 , ST_3 = disparadores Schmitt.

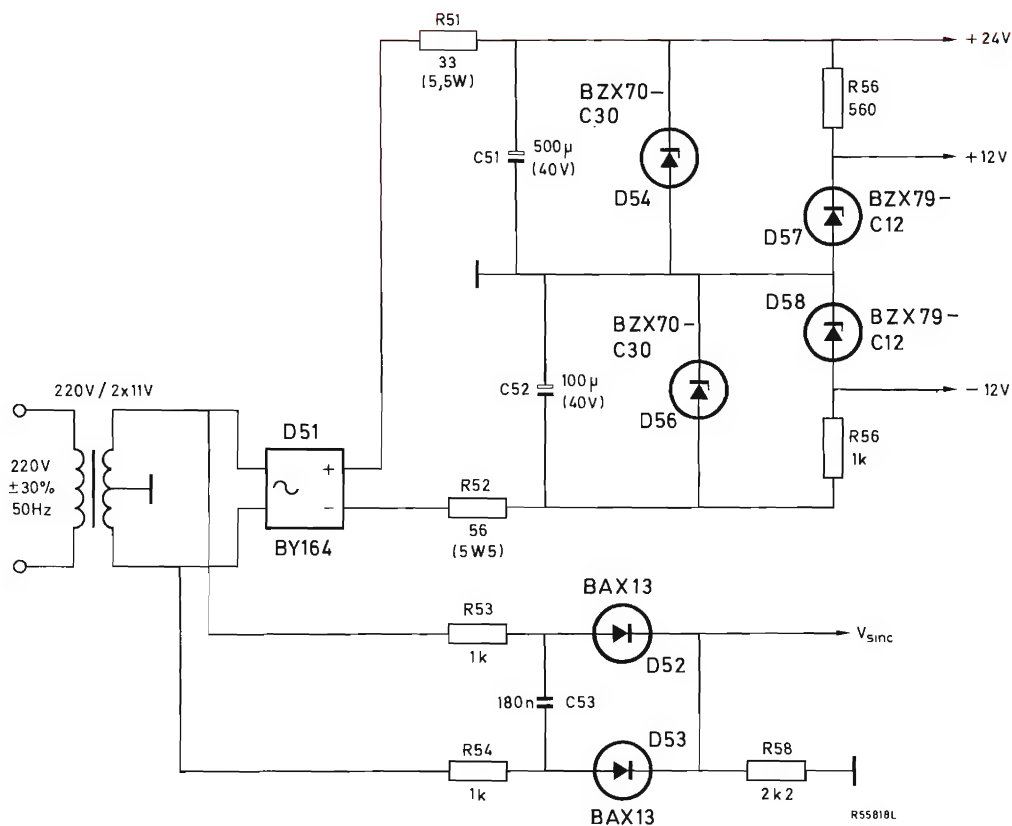


Figura 18. Alimentación de c.c. y circuito de sincronización.

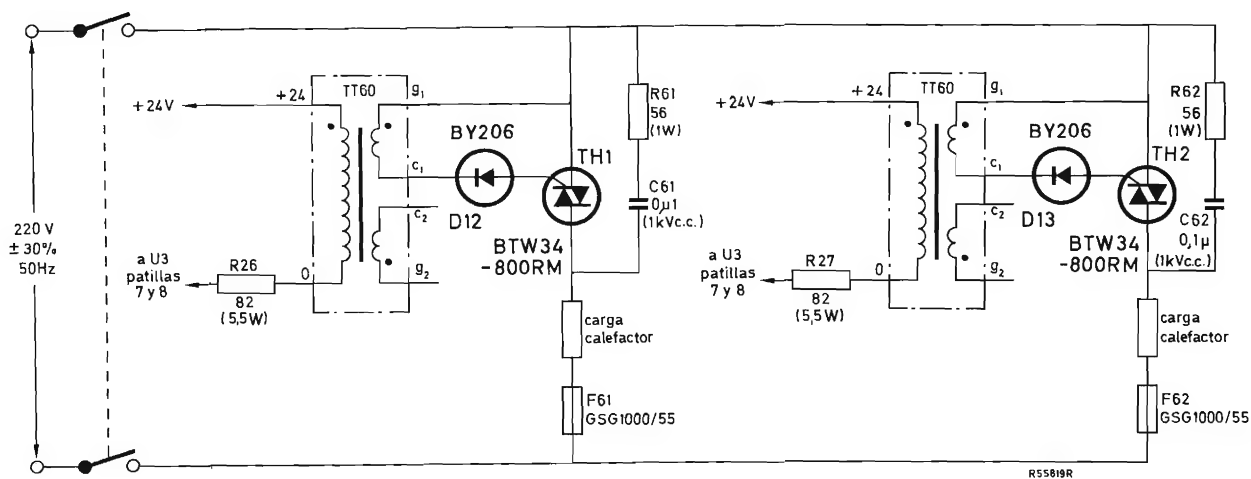


Figura 19. Circuito de potencia.

*Regulador de temperatura de tiempo proporcional
utilizando elementos de la serie 61*

En el regulador automático de temperatura de la figura 17, el amplificador de error es alimentado por el puente sensible a la temperatura, R_1 a R_{12} ; R_9 es el sensor de temperatura, y se ajusta la temperatura con R_1 . El sistema tolera fluctuaciones de la red de $\pm 30\%$. El circuito funciona del siguiente modo.

Mientras la salida del generador de impulsos rectangulares está en el nivel BAJO, el amplificador A_6 se mantiene saturado mediante la tensión de sincronización

V_{sync} , excepto para los pequeños intervalos que coinciden con los cruces por cero de la tensión de red. Durante estos intervalos, se bloquea A_6 y así no se puede cortar la entrada de A_4 . El generador de impulsos dispara los triacs, que a su vez proporcionan energía a los calefactores. Debido a que las salvas de impulsos son de corta duración, sólo se puede controlar una carga resistiva. La salida del generador de impulsos rectangulares en estado ALTO proporciona una corriente base a A_6 , manteniéndolo saturado; el generador de impulsos de disparo no puede funcionar y los triacs no conducen.

Con el decrecimiento de la temperatura, el potencial

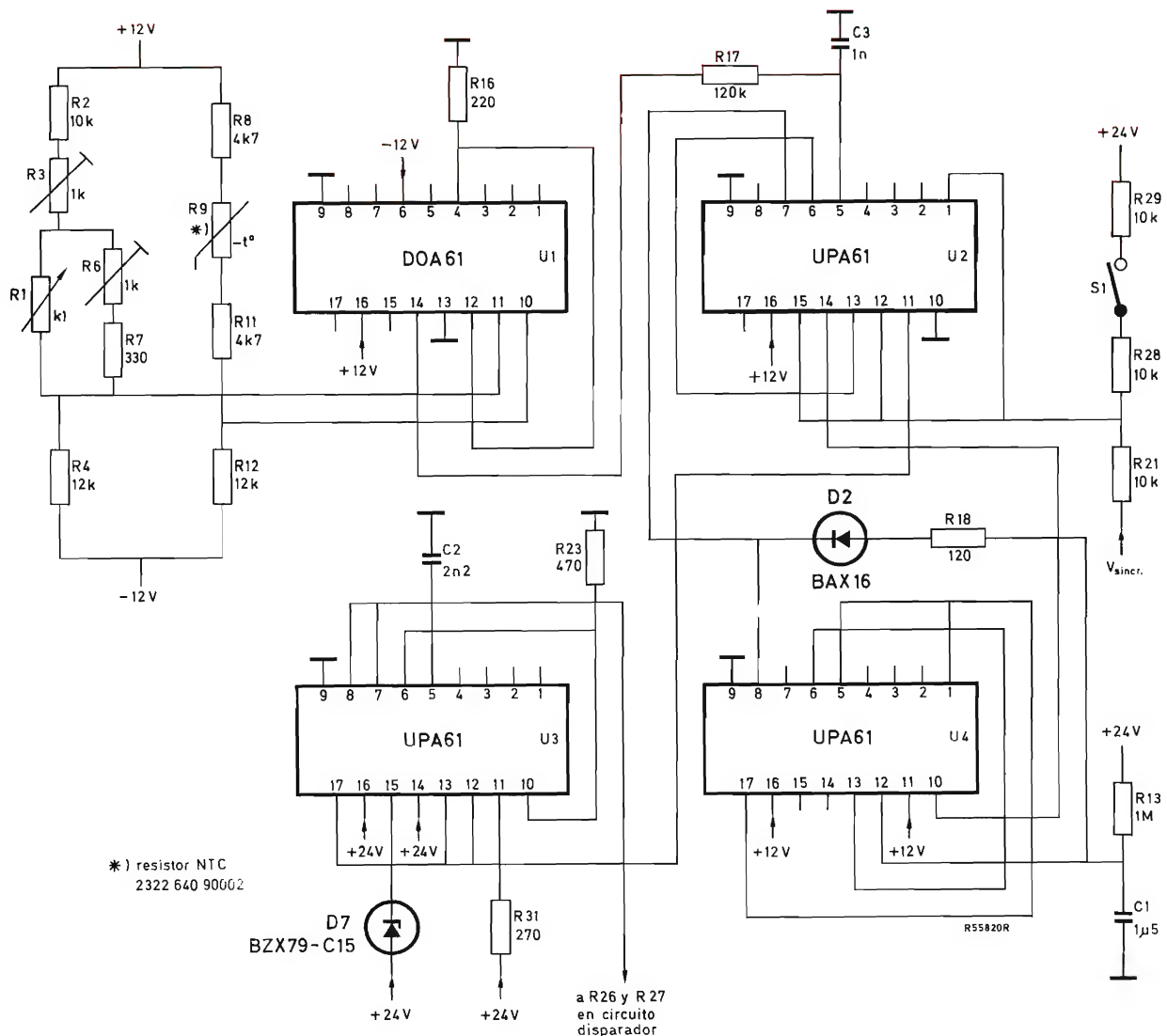


Figura 20. Esquema de cableado del sistema de control de temperatura de tiempo proporcional.

en la entrada de inversión del amplificador de error disminuye y el de la salida del amplificador aumenta. Como resultado, el ciclo de trabajo de la salida del generador de impulsos rectangulares disminuye y la potencia media proporcionada a los calefactores aumenta, contrarrestando la disminución de temperatura. Al cerrar S_1 se corta la alimentación del calefactor.

La figura 18 muestra la alimentación de c.c. y el circuito de sincronización. La red $R_{53}C_{53}R_{54}$ retarda a V_{sync} , de forma que los disparos del triac se inician en los puntos de cruce por cero de la tensión de red. La figura 19 muestra el circuito de potencia. Montados sobre un radiador de calor adecuado, cada triac puede manejar 6,25 kW teniendo en cuenta una temperatura ambiente de 35°C y fluctuaciones de la c.a. de entrada del 30%. Debido a que se pueden disparar hasta cuatro triacs, la capacidad total de energía es de 25 kW.

Ajustes (fig. 20):

1. Se fijan R_1 , R_3 y R_6 a la resistencia mínima.
2. Se somete el sensor de temperatura a 23°C y se ajusta R_3 para que la salida del amplificador de error (terminal 14 de U_1) sea cero.
3. Se fija el potenciómetro R_1 de ajuste de temperatura a la resistencia máxima.
4. Se somete el sensor de temperatura R_9 a 18°C y se ajusta R_6 para que la salida del amplificador de error sea cero.
5. Se aumenta el valor R_{16} si ocurre alguna inestabilidad de control; en la mayoría de los casos un valor R_{16} de hasta 1 k Ω será satisfactorio.
6. Para un control óptimo puede ser necesario cambiar el período de repetición del sistema de control de tiempo proporcional; esto se logra cambiando el valor de R_{13} (para el período de repetición t_o , véase la figura 22 —apartado 5— al sustituir R_{13} por R); si es necesario, se aumenta C_1 para obtener un mayor valor de t_o .

5. Regulador de tiempo proporcional monofásico para transformador como carga

La figura 22 muestra un circuito que permite un retardo de disparo de hasta unos 50°. El funcionamiento del circuito se comprende fácilmente observando las formas de onda. Se retardan los flancos anteriores de los impulsos de salida del monoestable al pasar a través de la red de carga $R_9C_7R_{10}$ y la puerta de retardo de impulsos disparo. La duración del retardo de disparo, θ , depende de la velocidad de carga de C_7 y se ajusta con R_9 . El

diodo D_1 asegura una descarga rápida de C_7 al final de los impulsos de salida del monoestable, y D_2 proporciona el desplazamiento de niveles. La salida de la puerta de retardo de impulsos de disparo estará ciertamente en estado ALTO (impulsos de disparo generados) para una entrada de c.c. de la puerta de 4 V o más; ciertamente se volverá BAJO (impulsos de disparo inhibidos) cuando la entrada de c.c. de la puerta es de 0,4 V o menos. Se controla la potencia media de salida con R_5 .

La figura 21 muestra la relación entre la frecuencia de repetición (o período de repetición) del control de tiempo proporcional y $(R_1 + R_2)$ de la figura 22.

Ajustes (fig. 23):

1. Se fija el período de repetición de control de tiempo proporcional, t_o , al valor deseado, ajustando R_1 (fig. 21); si es necesario, se aumenta C_1 para obtener un valor más elevado para t_o .
2. Se fija R_7 para obtener una duración de salva de impulsos de disparo (terminal 8 de U_3) de unos 300° (17 ms con una alimentación de 50 Hz).
3. Se obtiene el retardo de disparo necesario para evitar una corriente de entrada impulsiva repetitiva al transformador, del siguiente modo:
 - 3a. Se conecta un voltímetro de c.c., con no menos de 10 k Ω /V de resistencia, a través del primario del transformador por medio de un filtro de 100 k Ω , 10 μ F (el condensador debe ser del tipo de c.a.).

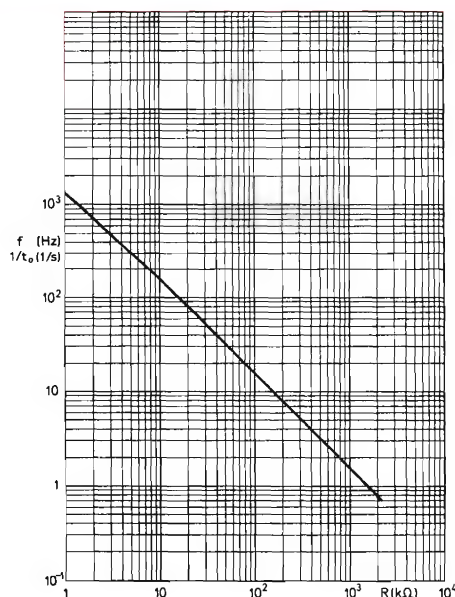


Figura 21. Frecuencia de repetición de impulsos, f , en función del resistor de carga del condensador R ($R_1 + R_2$ en la figura 22).

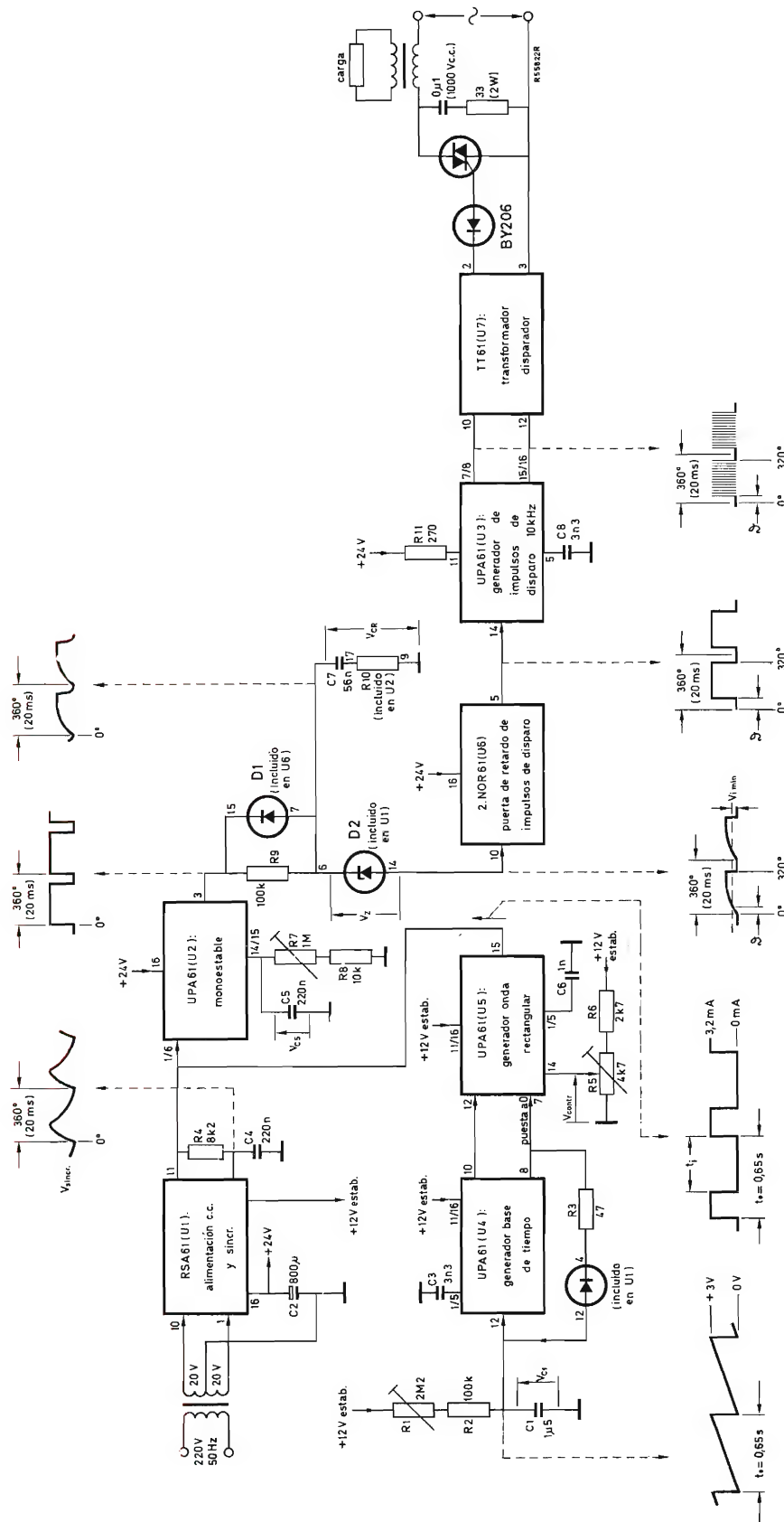


Figura 22. Regulador de tiempo proporcional con retardo de disparo regulable (ϕ). Para R_1 ajustado a 900 k Ω , el período de repetición, t_O , es de 0,65 s.

3b. Se ajusta R_5 para que se produzca uno o sólo unos cuantos ciclos de c.a. por período de repetición t_0 .

3c. Con R_9 se fija el retardo de disparo para que con una carga transformador dada la desviación del aparato de medida sea cero.

Si cambia la carga del transformador, podría ser necesario reajustar R_9 .

6. Regulador de tiempo proporcional trifásico

La figura 24 muestra el circuito de disparo para el conmutador de dos triacs utilizado en el regulador; este circuito permite el control de una carga muy inductiva. En el circuito de la figura 25, que utiliza módulos de la

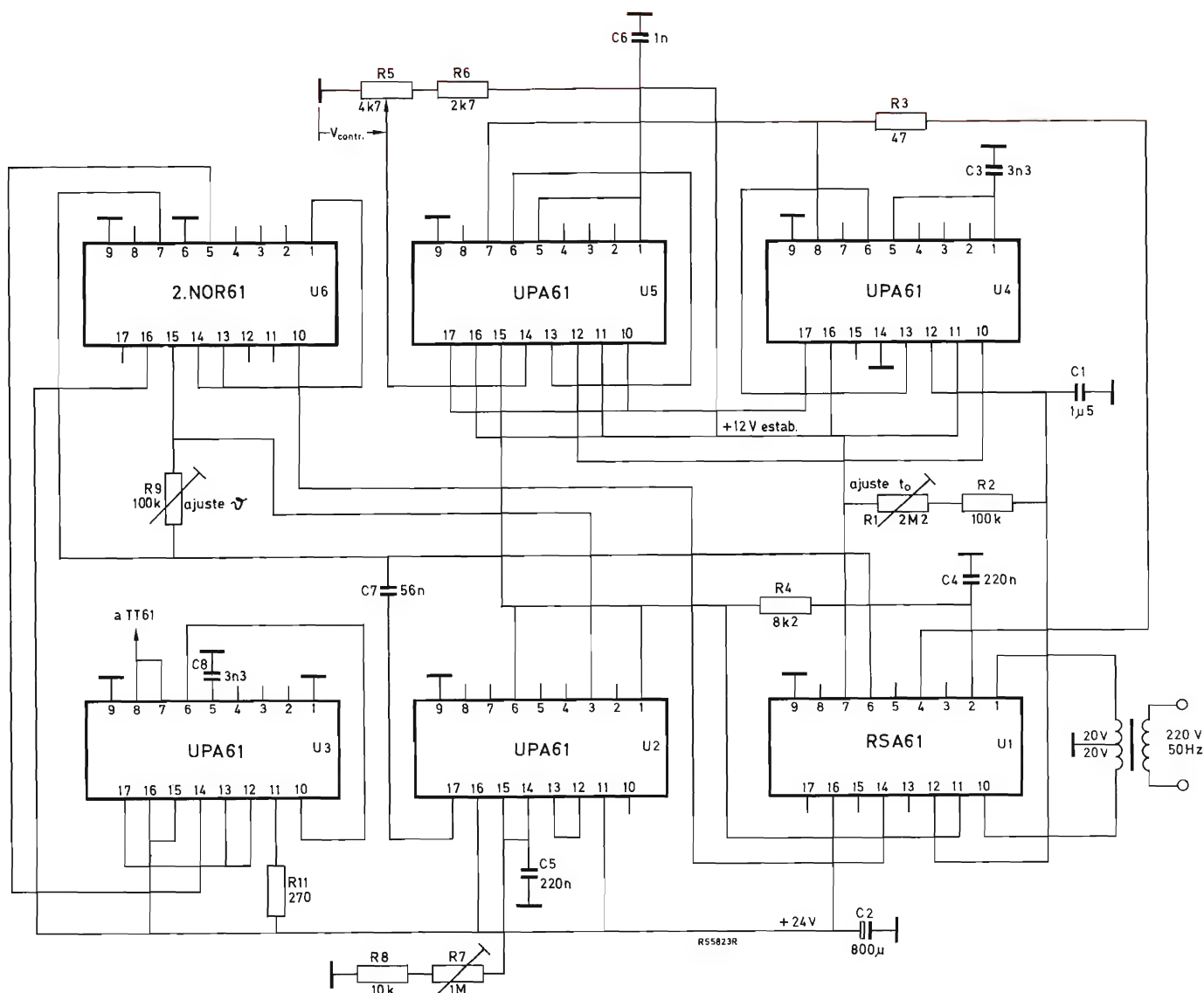


Figura 23. Esquema de cableado del regulador de tiempo proporcional con retardo de disparo regulable.

serie FZ/30, las salvas de impulsos de disparo se inician por los impulsos de sincronización de $200\ \mu\text{s}$ de las puertas U_{2a} U_{2b} ; estos impulsos se derivan de las fases *BY* y *RO* —véanse las formas de onda de la figura 26. La duración de las salvas de impulsos de disparo se determina por los temporizadores U_4 y U_5 ; o sea, los impulsos de disparo pasan por las puertas de impulsos de disparo siempre que las entradas 1 y 17 estén en estado ALTO.

El generador de onda triangular proporciona control de tiempo proporcional. Cuando el valor instantáneo de la tensión de salida de la onda triangular está por debajo de V_{contr} , la salida del comparador pasa a ALTO (v_{in}) y no tiene ningún efecto. Cuando el valor instantáneo de la tensión de salida de la onda triangular sobrepasa V_{contr} , la salida del comparador se vuelve BAJO ($-0,7\ \text{V}$), provocando que la salida del flip-flop (U_3) Q_1 conmute al

nivel BAJO. Esto inhibe al temporizador U_4 y la salida ALTO de éste inhibe al temporizador U_5 . Con la salida de las puertas U_{2c} y U_{2d} en BAJO, los impulsos de disparo no se producen y se desceban los triacs. Cuando V_{contr} aumenta de $0\ \text{V}$ a $7\ \text{V}$, la salida de c.a. media aumenta de 0% a 100% .

La red R_{13} C_6 inhibe el generador de impulsos de disparo durante $0,1\ \text{s}$ después del encendido, de modo que no puedan producirse disparos parásitos. Debido a que C_6 está inicialmente descargado, se aplica una tensión de cebado de nivel BAJO al terminal 5 de U_3 provocando un cambio de estado del flip-flop (Q_1 BAJO). El diodo D_{13} descarga rápidamente a C_6 cuando se desconecta el circuito. Debido a la separación de 360° de los impulsos de sincronización, el circuito produce un número entero de ciclos de carga.

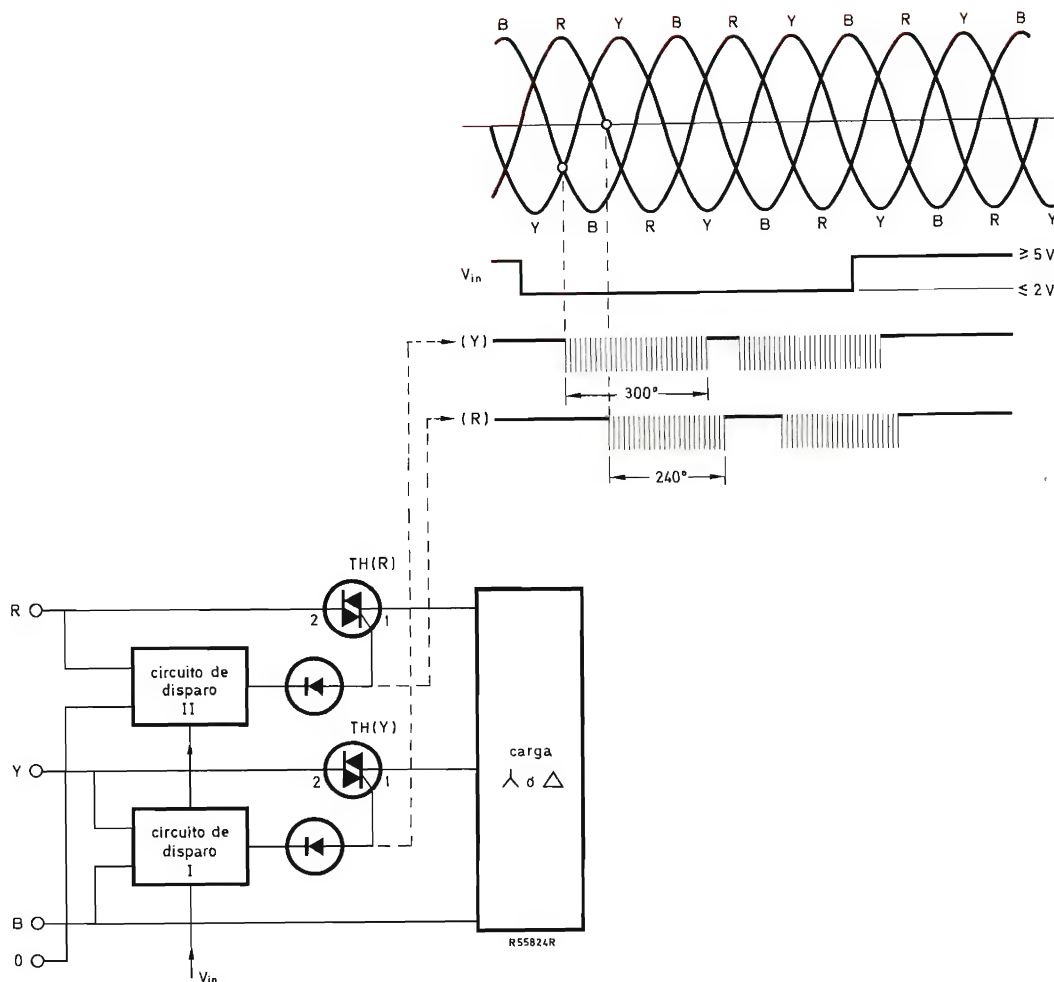


Figura 24. Esquema de disparo para el conmutador de dos triacs utilizado en el regulador de tiempo proporcional trifásico.

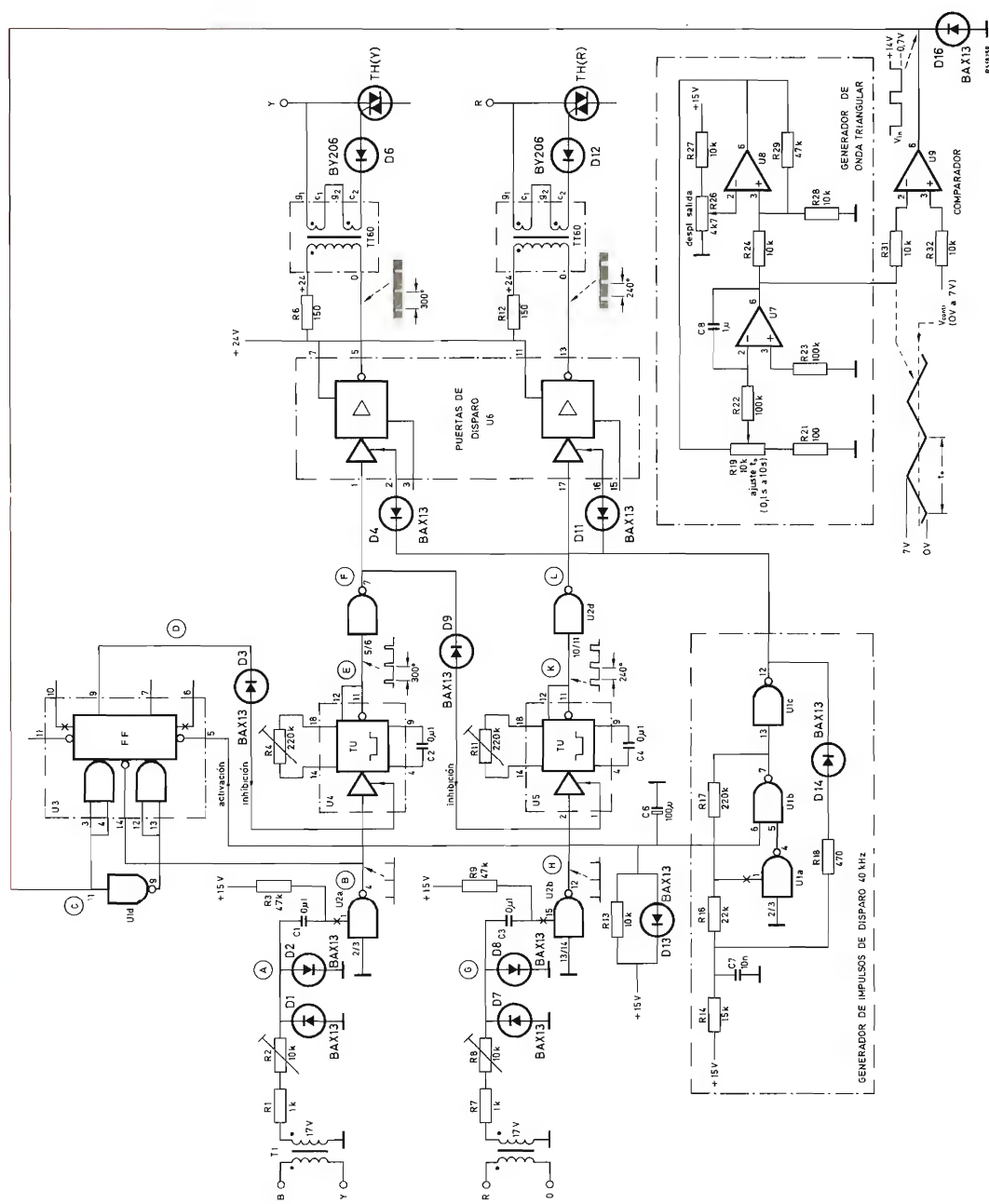


Figura 25. Esquema de circuito del regulador de tiempo proporcional trifásico.

$U_1 U_2 = \text{FZH11/4, NAND30}$

$U_3 = \text{FZJ101/FF30}$

$U_4 U_5 = \text{TU30}$

$U_6 = 2\text{LRD30}$

$U_7 U_8 U_9 = \text{TBA221.}$

Ajustes:

1. Comprobar que la secuencia de fases está de acuerdo con la figura 26.
2. Asegurar que T_1 y T_2 de la figura 25 estén conectados, según lo indicado por los puntos.
3. Fijar R_2 , figura 25, para que en el disparo no exista aumento brusco de tensión entre el terminal 1 de la red de TH(Y) y la fase B (fig. 24).
4. Se fija R_8 , figura 25, para que en el disparo no exista aumento brusco de la tensión entre el terminal 1 de red de TH(R) y el neutro.
5. Se ajusta R_4 para que las salvas de impulsos de disparo que se aplican a TH(Y) tengan una duración de 300° (unos 17 ms con una alimentación de 50 Hz).
6. Se ajusta R_{11} para que las salvas de impulsos de disparo que se aplican a TH(R) tengan una duración de 240° (unos 13 ms con una alimentación de 50 Hz).
7. Se ajusta R_{26} para que la potencia de salida de c.a. sea igual a cero para V_{contr} a cero voltios.
8. Con R_{19} se fija el período de repetición t_0 requerido.

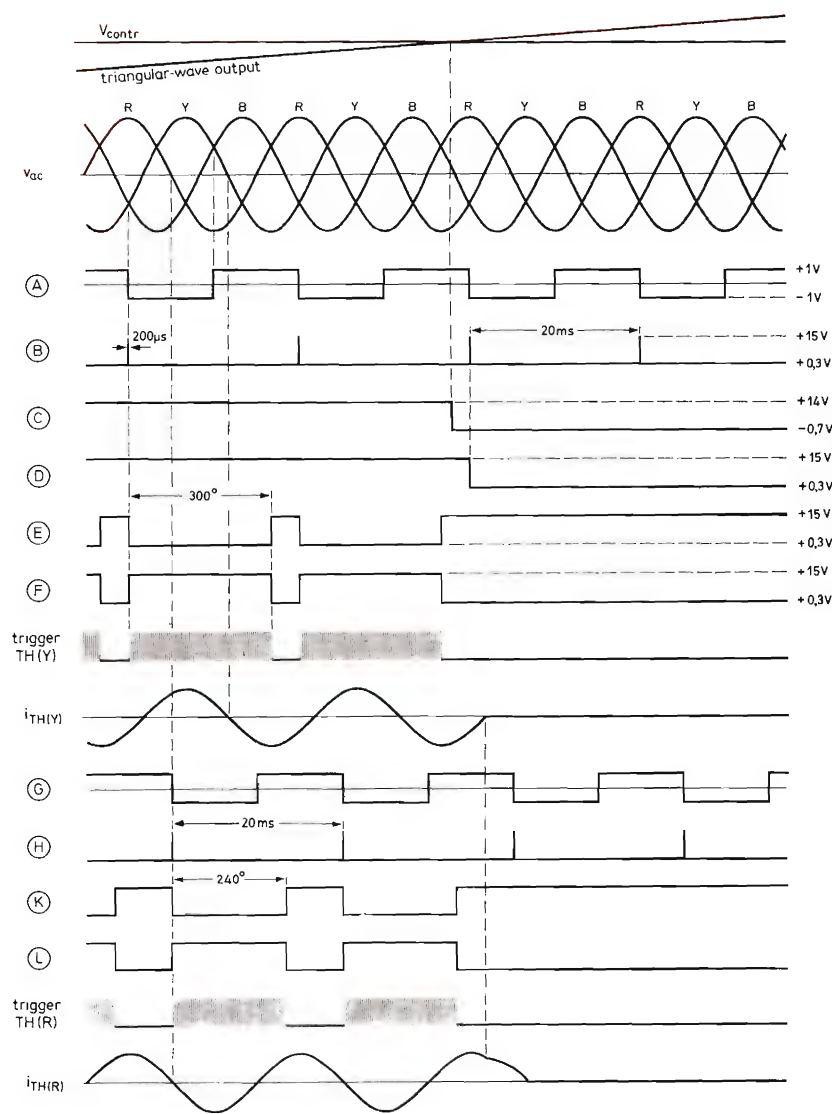


Figura 26. Formas de onda correspondientes a la figura 25.

7. Regulador de tiempo proporcional trifásico para un transformador como carga

Las corrientes impulsivas de entrada del transformador no se producen si se retardan los disparos hasta el instante en el que la corriente del primario en estado estable pasa por cero. El disparador representado en la figura 27a se ajusta a esta especificación: véanse las porciones de líneas discontinuas y continuas de $i_{TH(Y)}$ e $i_{TH(R)}$. El triac $TH(B)$ conduce permanentemente; su presencia es necesaria para obtener los 2 V de caída de tensión que ocurre en las otras dos fases evitando así un desequilibrio de tensión entre fases, lo cual podría producir una desviación de la imanación del transformador con el consiguiente riesgo de saturación del núcleo. En un medio ciclo, t_{1min} y t_{2min} son los primeros instantes posibles de disparo de $TH(Y)$ y $TH(R)$ respectivamente. Como se ha visto, el ángulo de disparo ϑ_Y del primer medio ciclo de $TH(Y)$ es igual a $\varphi_{load} + 30^\circ$ (φ_{load} es el ángulo de fase de la carga) y el ángulo de disparo del primer medio ciclo ϑ_R de $TH(R)$ es igual a φ_{load} .

En el esquema del circuito de la figura 28, U_3 y U_4 son multivibradores monoestables cuyas anchuras de impulsos de salida determinan los ángulos de disparo del primer medio ciclo de los triacs —véanse las formas de onda B y G en la figura 29. Para v_{in} en estado ALTO estos monoestables son disparados por los impulsos de sincronización —formas de onda A y F — de U_{1a} y U_{1d} ; los monoestables fijan los flip-flops U_{5a} y U_{5b} para iniciar el disparo del triac. Los flip-flops se ponen a cero por los impulsos de sincronización. Para v_{in} en estado BAJO, el monoestable U_3 no puede producir impulsos de salida; U_{5a} se mantiene en estado cero con Q_2 en BAJO, inhibiendo así a U_4 . Debido a que U_{5b} también se mantiene en este estado, las entradas 1 y 17 de las puertas de disparo U_{6a} y U_{6b} se mantienen en BAJO, de forma que se inhiben los impulsos de disparo. La puerta U_{1c} evita una puesta a cero involuntaria de U_{5a} , —con la consiguiente interrupción del disparo de $TH(Y)$, si v_{in} pasa a BAJO mientras ocurre un impulso de sincronización en la salida de la puerta U_{1a} .

En el apartado anterior se describió el generador de ondas triangulares y el comparador.

Ajustes:

1. Comprobar que la secuencia de fase está de acuerdo con la figura 29.
2. Asegurarse de que T_1 y T_2 de la figura 28 están conectados según lo indicado por los puntos.
3. Se ajusta R_7 para obtener una anchura de impulso de

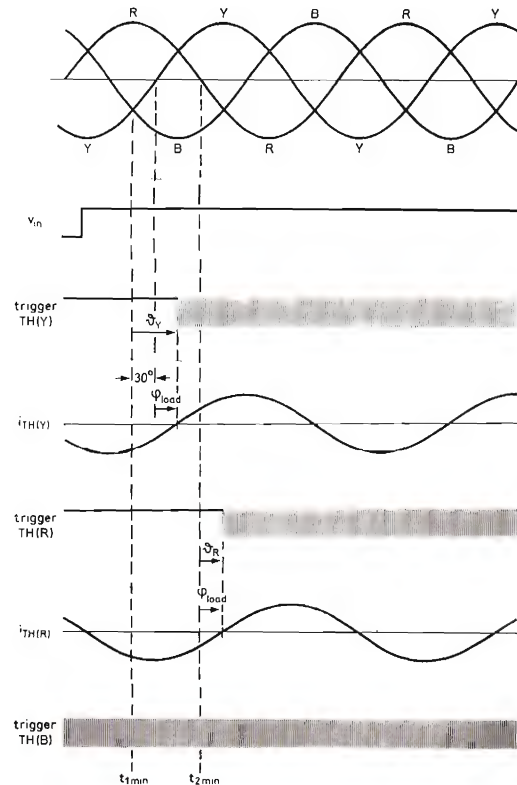
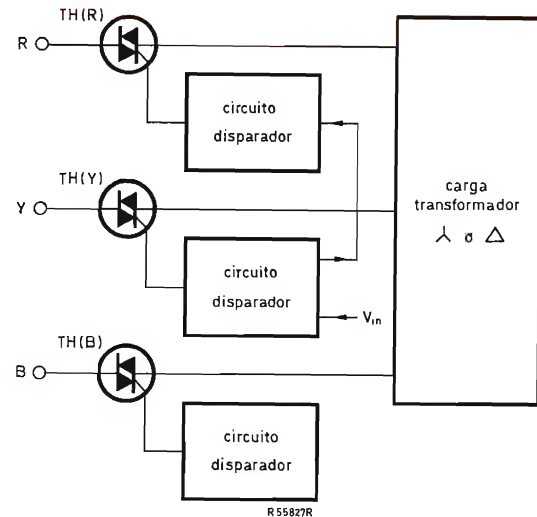


Figura 27. (a) Circuito de potencia, (b) esquema del disparo para evitar la corriente impulsiva de entrada en el transformador; ϑ_Y y ϑ_R son los ángulos de disparo iniciales de los triacs $TH(Y)$ y $TH(R)$ respectivamente.

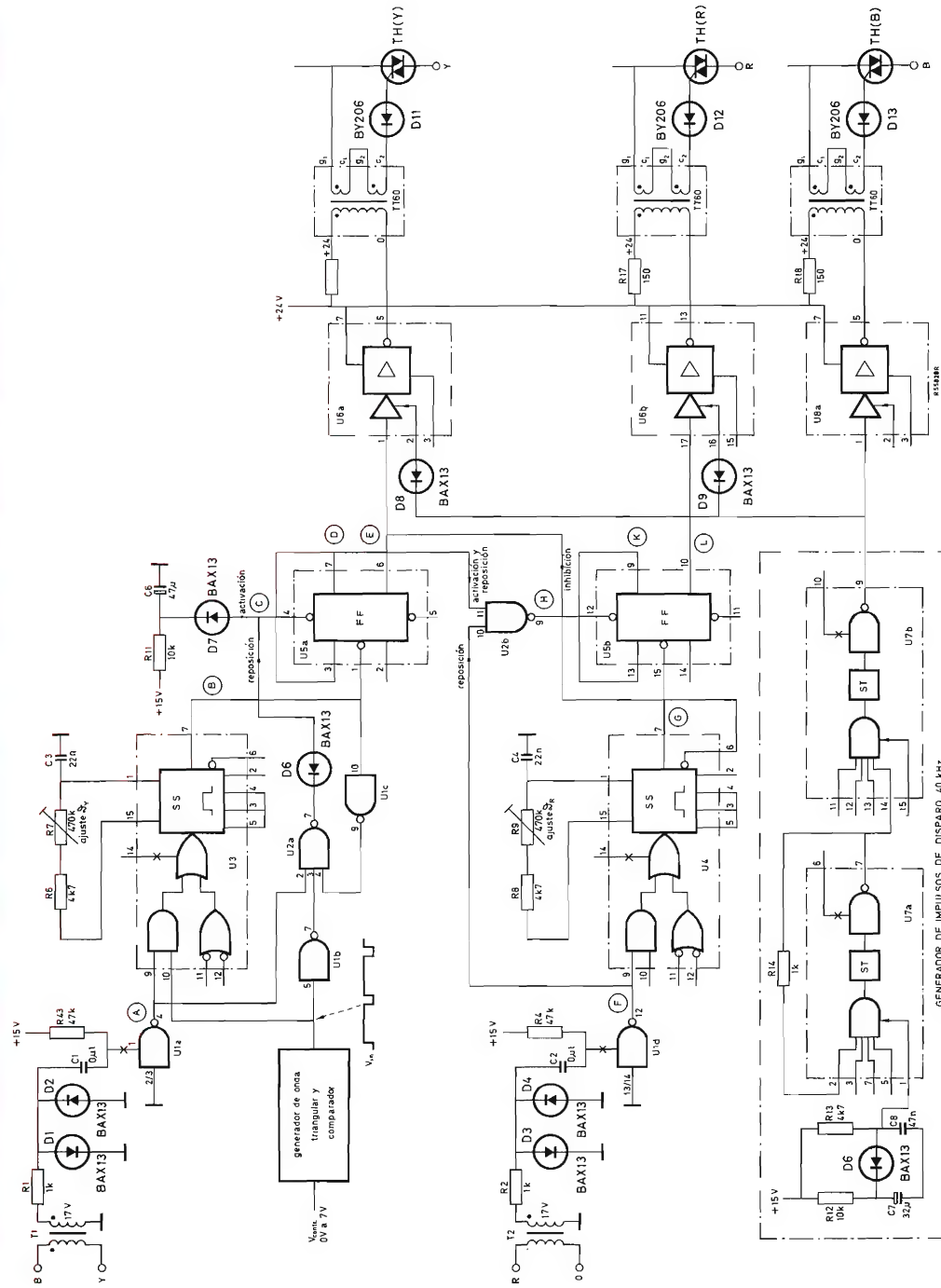


Figura 28. Esquema de circuito del regulador de tiempo proporcional trifásico para carga transformador. La figura 25 muestra el generador de onda triangular y el comparador.

$U_{1a,b,c,d} = \text{FZH111/4.NAND30}$
 $U_{2a,b} = \text{FZH141/2.NAND32}$
 $U_{3, U4} = \text{FZK101/OS30}$
 $U_{5a,b} = \text{FZJ121/2.FF32}$
 $U_{6a,b} = \text{2.LRD30}$
 $U_{7a,b} = \text{FZH241/2.AST30}$
 $U_{8a} = \text{1/2 X 2.LRD30.}$

- unos 6 ms en el terminal 7 de U_3 .
4. Se ajusta R_9 para obtener una anchura de impulso de unos 4,5 ms en el terminal 7 de U_4 .
 5. Se ajusta el generador de onda triangular para que la frecuencia de repetición de v_{in} sea de 1 Hz aproximadamente (véase el apartado anterior, "Ajustes", párrafo 8).
 6. Con el transformador descargado se ajusta R_7 para que no haya corriente continua en la fase Y, y se ajusta R_9 para que no haya corriente continua en la fase R.
 7. Se ajusta el generador de onda triangular según se describió en el apartado anterior, "Ajustes", párrafos 7 y 8.

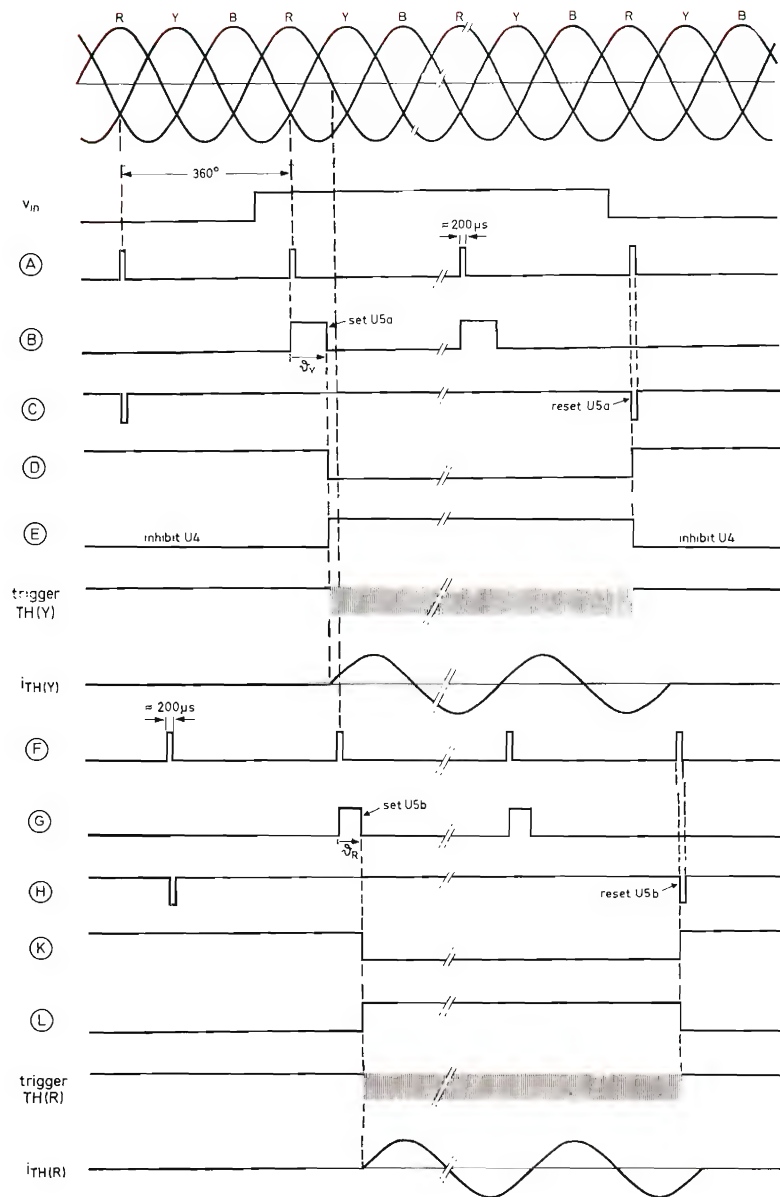


Figura 29. Formas de onda para la figura 28; θ_Y y θ_R son los ángulos de disparo iniciales para los triacs $TH(Y)$ y $TH(R)$, respectivamente.

MEMORIAS BIPOLARES DE ACCESO ALEATORIO

Se dispone actualmente de una gran variedad de memorias de acceso aleatorio, tanto por sus características como por la tecnología empleada para su fabricación. En este artículo se presenta la clasificación de los distintos tipos de memorias de acceso aleatorio disponibles y se describen tipos bipolares GTB 31001 A, GXB 10405 y GTB 3601-1.

1. INTRODUCCION

El avance realizado en los últimos años en las técnicas de integración elevando el número de elementos integrables en un sólo cristal y disminuyendo los tiempos de propagación, ha permitido incrementar el campo de aplicación de las memorias de acceso aleatorio.

Estas memorias, que en un principio se utilizaban exclusivamente en la unidad de memoria central (*main-frame*) de los sistemas programables (*ordenadores*), se han introducido poco a poco en las diferentes partes de los sistemas digitales:

- a) en la unidad de control para generar secuencias de señales programables (*control store*),
- b) en la unidad aritmética como memoria auxiliar para almacenar resultados intermedios (*scratch pad memories*), y
- c) como memoria auxiliar de la memoria central del or-

denador en especial en sistemas de multiprogramación (*cache memories*).

Las tecnologías de semiconductores utilizadas en la actualidad para realizar este tipo de memorias son las bipolares y las MOS.

En este artículo haremos primero un breve estudio de las memorias de acceso aleatorio y su clasificación, y describiremos después las características de las memorias que actualmente tenemos disponibles y sus posibles campos de aplicación.

2. CLASIFICACION DE LAS MEMORIAS DE ACCESO ALEATORIO

Se entiende por memorias de acceso aleatorio aquellas en las que el tiempo de escritura o lectura de cualquier posición es independiente de su situación de la misma. Su esquema de bloques se representa en la figura 1.

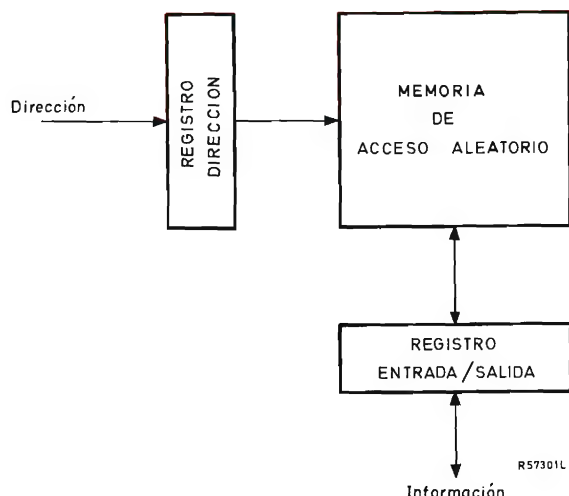


Figura 1. Diagrama de bloques de una memoria de acceso aleatorio.

De acuerdo con las características de las operaciones de escritura, las memorias de acceso aleatorio se pueden clasificar de la forma indicada en los siguientes apartados.

2.1. Memorias de escritura/lectura (R/W)

Son aquellas memorias en las que los tiempos necesarios para realizar una operación de escritura o lectura son del mismo orden.

Se subdividen en los siguientes tipos.

2.1.1. Memorias de lectura y escritura no simultáneas

En este tipo de memorias de escritura y lectura, solamente se puede seleccionar una sola posición de memoria al mismo tiempo y, por lo tanto, no es posible realizar la lectura de una posición y la escritura de otra simultáneamente.

Todas las memorias de escritura/lectura de capacidad superior a 1K son de este tipo.

2.1.2. Memorias de escritura y lectura simultánea (Read While Write)

Son aquellas memorias de escritura y lectura en las que el direccionamiento de la posición que se desea leer y la que se desea escribir son independientes. Por lo tanto se puede leer una posición y escribir otra simultáneamente.

Esto presenta especiales ventajas en la realización de la unidad aritmética de un sistema digital.

2.1.3. Memorias de acceso múltiple (Multiport Memories)

Son aquellas memorias de acceso aleatorio que se pueden direccionar a partir de diferentes sistemas externos. Esto presenta ventajas cuando se puede desear que la memoria entregue o reciba información de diferentes sistemas externos. Este tipo de memorias se utilizan exclusivamente como memoria central (*mainframe*) de los ordenadores, en especial en multiprogramación.

2.2. Memorias pasivas

Son aquellas memorias de acceso aleatorio en las que durante el funcionamiento sólo se puede realizar la operación de lectura.

Se pueden clasificar en los siguientes tipos.

2.2.1. Memorias totalmente pasivas (ROM)

Son aquellas memorias pasivas cuya información ha sido programada por el fabricante (*Read Only Memories*). Según la clase de aplicación pueden ser:

- Memorias ROM de aplicación general.* Son aquellas que por ser utilizadas en un elevado número de sistemas digitales se encuentran disponibles comercialmente. Un ejemplo de aplicación general es la conversión del código de 5 × 7 puntos realizado por nuestro circuito FDR 116Z1.
- Memorias ROM de aplicación específica.* Son aquellas cuya información es programada por el fabricante a petición de un determinado cliente. La principal aplicación de estas memorias es la realización de unidades de control microprogramadas. Un ejemplo de este tipo de memorias es la FDR 116Z.

2.2.2. Memorias pasivas programables (PROM)

Son aquellas memorias pasivas que pueden ser programadas por el utilizador una sola vez. (*Programmable Read Only Memory*).

En las más usuales el punto de memoria está constituido por un diodo. La programación consiste en la destrucción o no de dicho diodo haciendo pasar a su través en el primer caso una corriente suficiente para destruir su unión.

Su principal aplicación es la conversión de código y la realización de unidades de control programables en sistemas realizados alrededor de un microprocesador.

2.2.3. Memorias pasivas reprogramables (RPROM y EAROM)

Son aquellas memorias pasivas que pueden ser programadas por el utilizador varias veces (*Reprogrammable Read Only Memories*). Se diferencian de las de escritura/lectura en que el tiempo de escritura es muy superior al de lectura.

Las de mayor utilización son programables mediante campos eléctricos (*Electrically Alterable Read Only Memories*).

Su principal aplicación está en la realización de unidades de control (*hardwired systems*) y para el almacenamiento de programas inalterables por falta de alimentación en sistemas programables diseñados alrededor de un microprocesador, al igual que las PROM.

3. MEMORIAS DE ACCESO ALEATORIO BIPOLARES

Las memorias de acceso aleatorio bipolares se caracterizan por ser las de tiempo de acceso menor y, por lo tanto, son las más idóneas para las aplicaciones indicadas en el apartado 1, es decir, como parte integrante de la unidad de control o de la unidad aritmética de los sistemas digitales programables (*computers*) o no programables (*hardwired systems*).

Se describen a continuación tres tipos de memorias de acceso aleatorio bipolares que tenemos en programa.

3.1. Memoria de acceso aleatorio GTB 3101 A

Esta memoria es de escritura/lectura no simultáneas y tiene una capacidad de 16 posiciones de 4 bits cada una. Está realizada en tecnología TTL Schottky (no saturada), por lo que su tiempo de acceso es como máximo de 35 ns. Puede ser conectada directamente a las puertas de tecnología TTL normal. En la figura 2 se representa el esquema de bloques del circuito GTB 3101 A.

La realización de unidades de memoria tomando como elemento básico este circuito es muy sencilla. Para ampliar el número de bits de cada posición por encima de cuatro es necesario solamente colocar un cierto número N de circuitos en paralelo tal que $n = 4 \times N$, donde n es el número de bits de la posición de memoria y N es el número de circuitos GTB 3101 A.

En la figura 3 se representa el caso particular de $n = 8$ y $N = 2$.

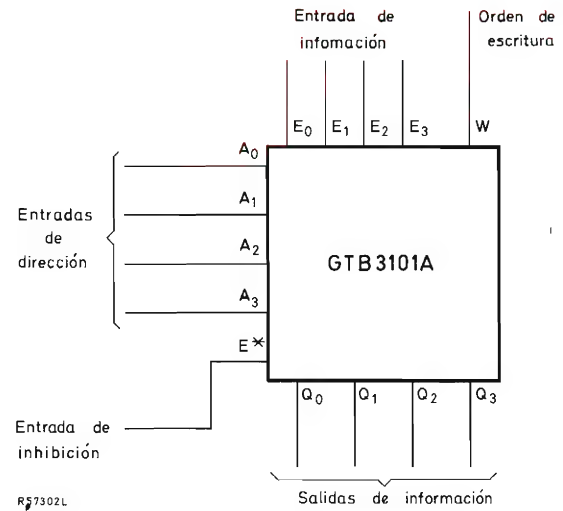


Figura 2. Memoria GTB 3101 A.

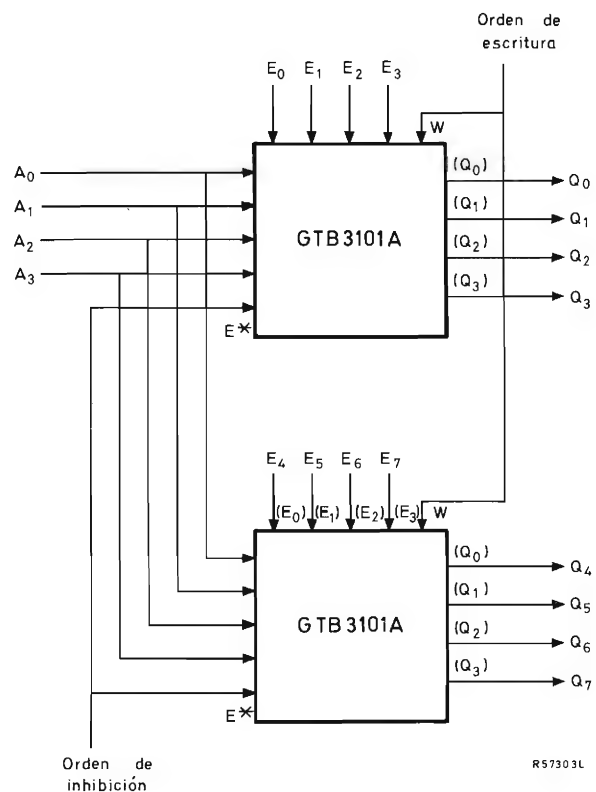


Figura 3. Unidad de memoria de 16 posiciones de 8 bits.

Para ampliar el número de posiciones se puede utilizar la entrada de inhibición E^* (*chip enable*) y unir entre sí las entradas de información.

Estas últimas se pueden interconectar entre sí debido a que son de colector abierto (*open collector*). En la figura 4 se representa el esquema de una unidad de memoria de $16 \times N$ posiciones. Para seleccionar todas las posiciones se necesitan $m + 1$ variables de A_0 a A_m tal que

$$2^{m+1} = 16 \cdot N$$

siendo $m + 1$ el número de variables de selección de dirección, y N , el número de circuitos GTB 3101 A.

Las variables A_0 a A_3 son comunes a los N circuitos GTB 3101A. La selección del circuito cuya información se presenta a la salida se realiza mediante un decodificador

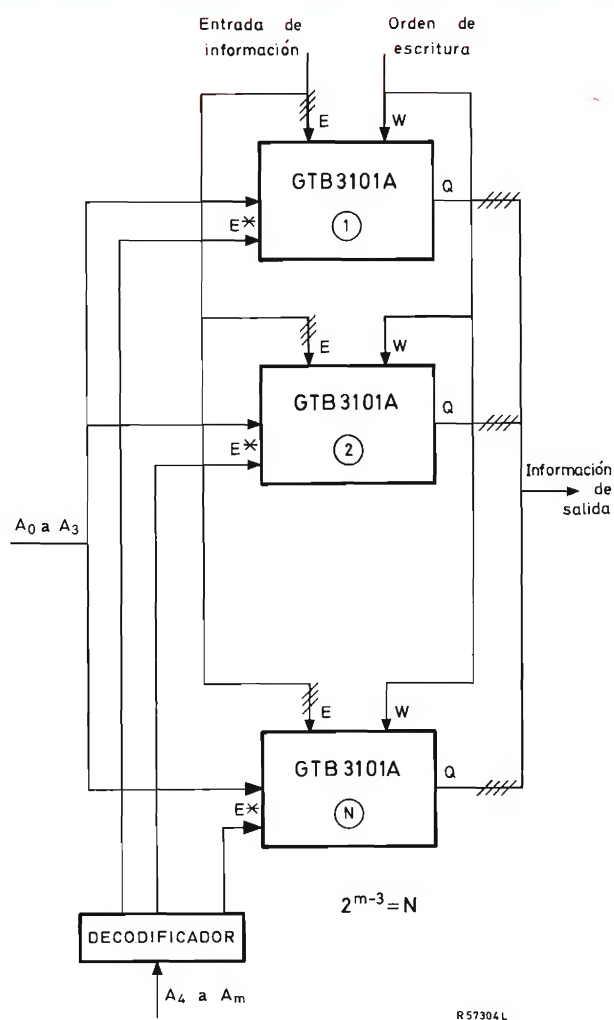


Figura 4. Unidad de memoria de $16 \cdot N$ posiciones de 4 bits.

dor cuyas salidas se conectan a las entradas de inhibición E^* (*chip enable*) de cada circuito.

En la figura 5 se representa el caso particular de $N = 2$ y $m = 4$.

3.2. Memoria GXB 10405

Esta memoria es de escritura/lectura no simultáneas y tiene una capacidad de 128 posiciones de 1 bit. Está realizada en tecnología de acoplamiento por emisor (ECL) que permite lograr un tiempo de acceso típico de 11 ns.

En la figura 6 se representa el esquema de bloques de esta memoria.

La ampliación del número de bits de cada posición se logra simplemente poniendo en paralelo el número adecuado de circuitos de una forma similar a la indicada para la memoria GTB 3101 A (fig. 3).

La ampliación del número de posiciones se realiza también de forma similar, con la diferencia de que por poseer el circuito GXB 10405 tres entradas de inhibición que han de tomar el valor cero simultáneamente para producir la no inhibición, se puede ampliar hasta 2^{10} posiciones, es decir, 1K sin necesidad de utilizar un decodificador.

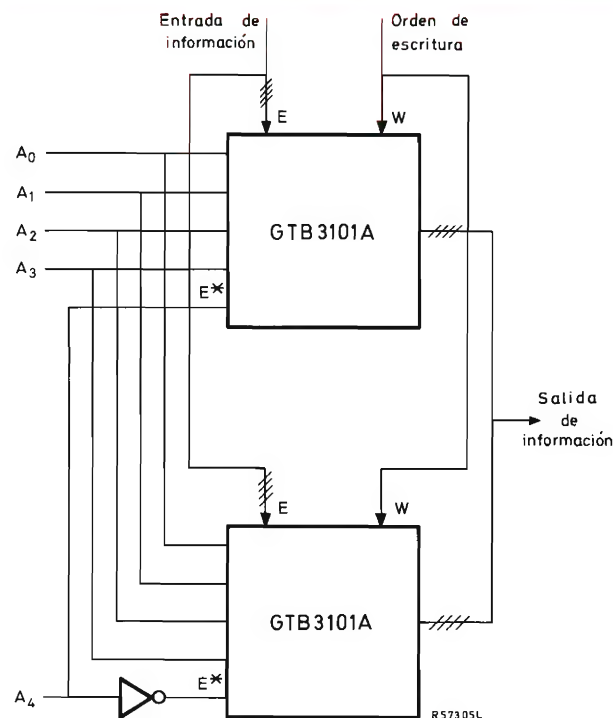


Figura 5. Unidad de memoria de 32 posiciones de 4 bits.

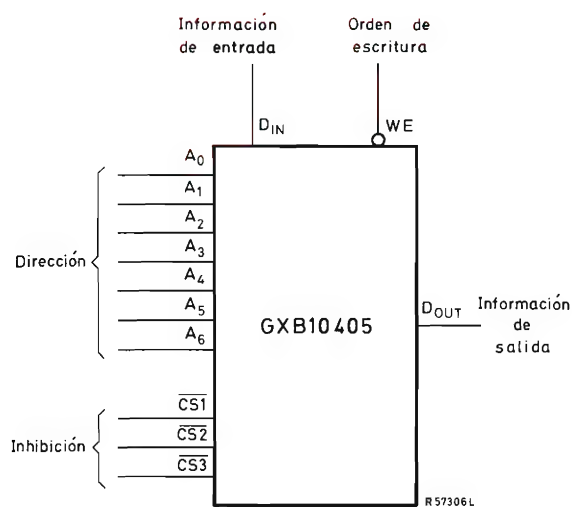


Figura 6. Memoria GXB 10405.

3.3. Memoria GTB 3601-1

Esta memoria es pasiva programable y tiene una capacidad de 256 posiciones de 4 bits cada una. Está realizada en tecnología DTL y TTL Schottky que permite un tiempo de acceso máximo de 50 ns (típico de 35 ns).

El esquema de bloques de esta memoria se da en la figura 7.

La ampliación del número de bits de cada posición por encima de cuatro se logra de forma similar a la indicada para la memoria GTB 3101 A (figura 3).

La ampliación de memoria se realiza a través de las dos entradas de inhibición. Las salidas de información son de colector abierto y por tanto, se pueden unir entre sí.

Otras características de esta memoria son:

- pequeña carga de entrada. Corriente 0,25 mA
- mínima reflexión de línea
- baja disipación de potencia, típicamente 0,5 mW/bit.

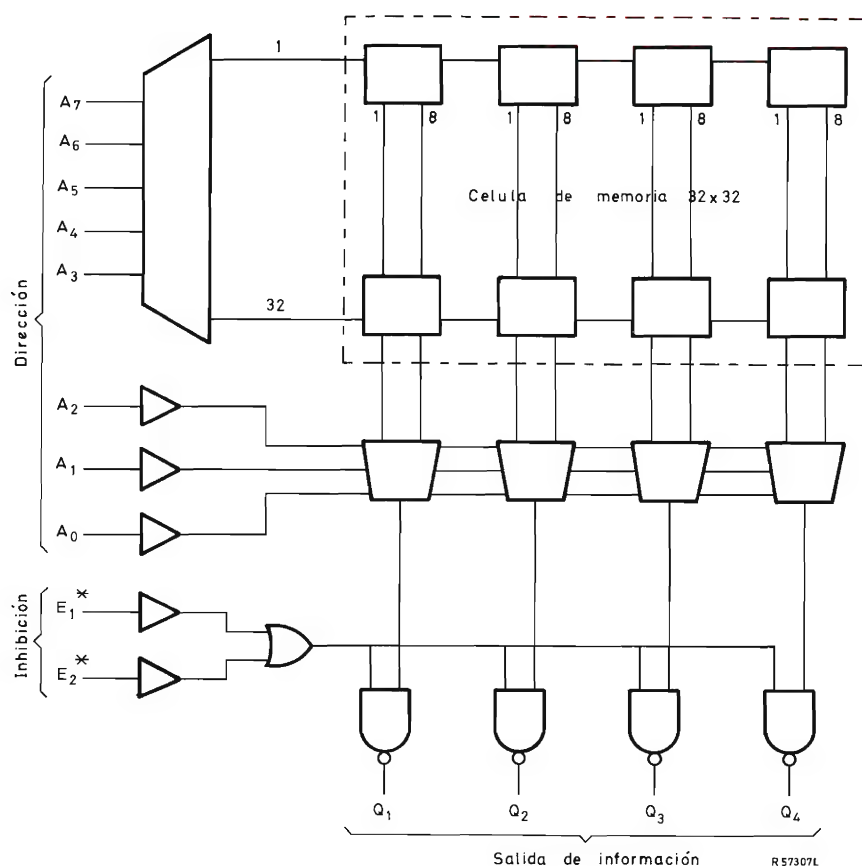
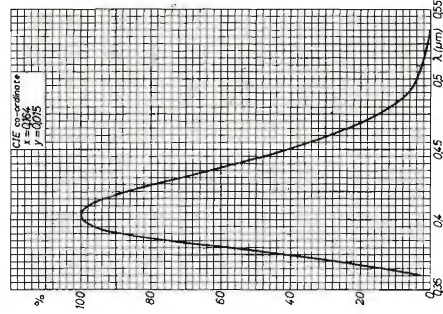


Figura 7. Memoria GTB 3601-1.

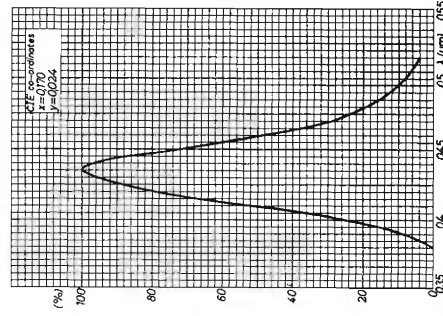
PANTALLAS PARA TUBOS DE RAYOS CATODICOS

Curvas de respuesta relativa

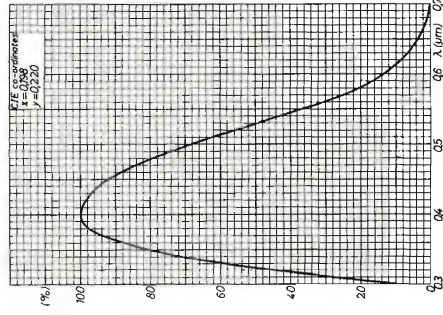
BA



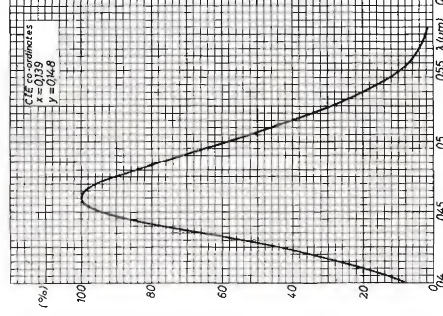
BC



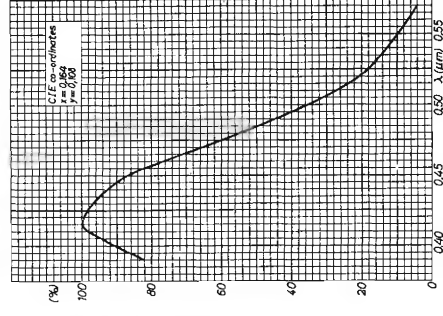
BD



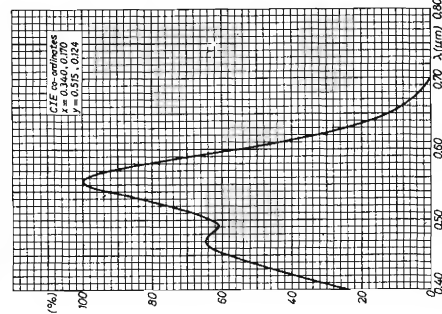
BE



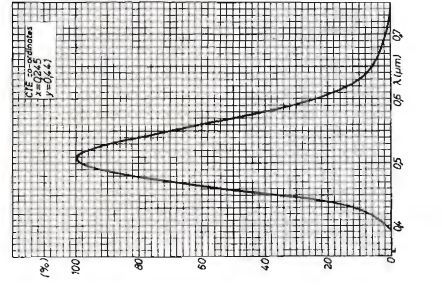
BF



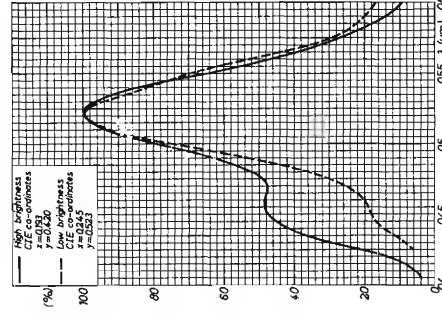
GB



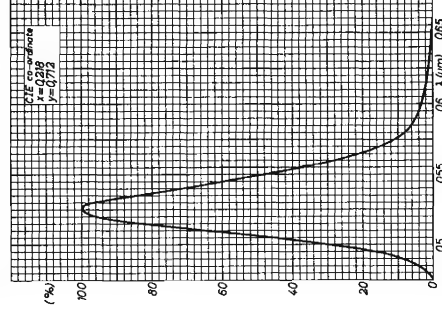
GE



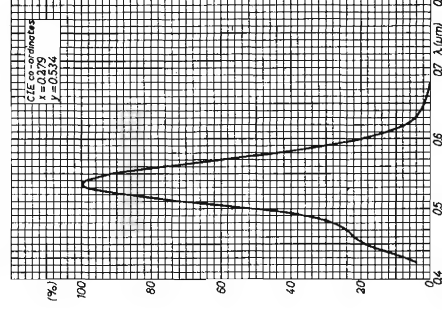
GH



GJ

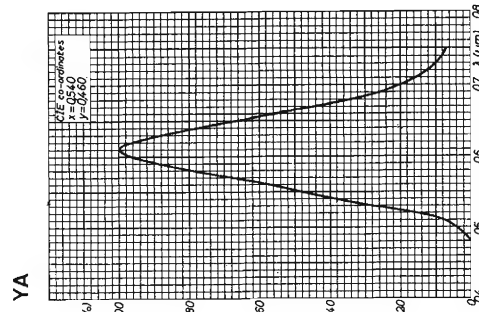
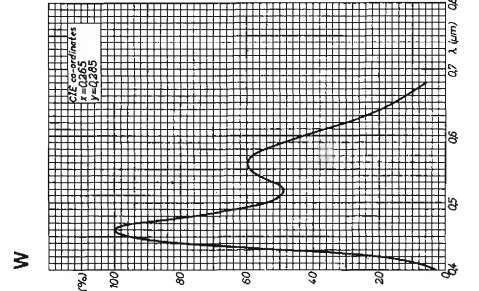
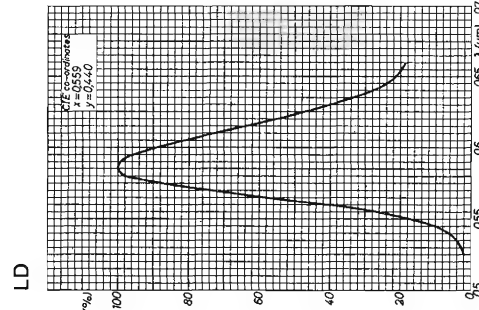
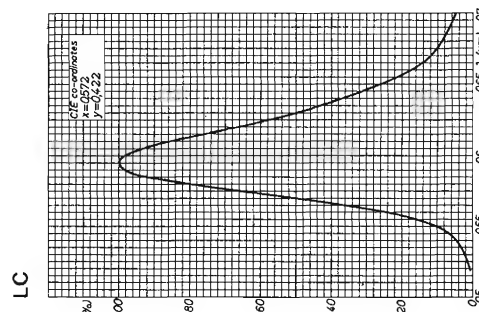
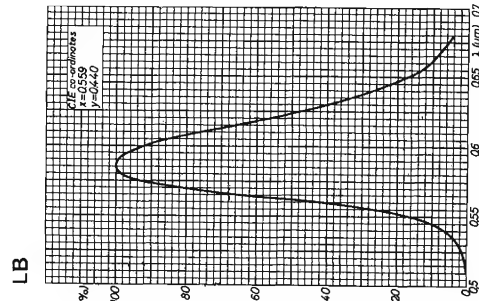
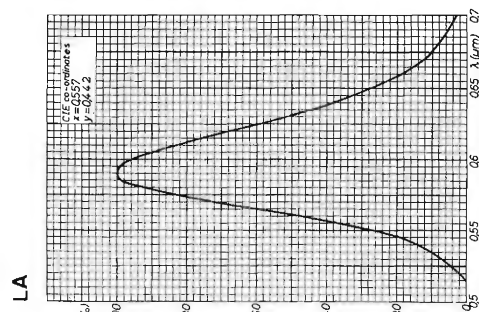
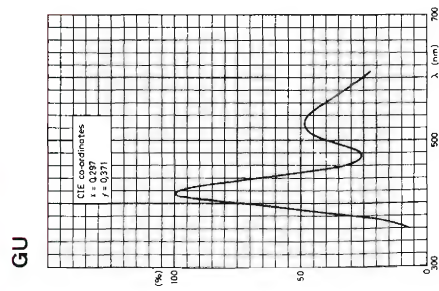
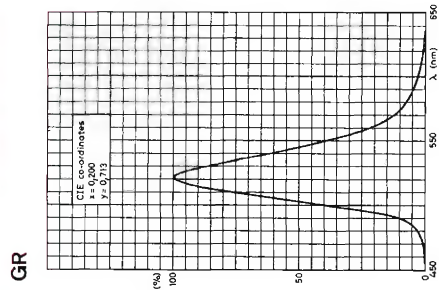
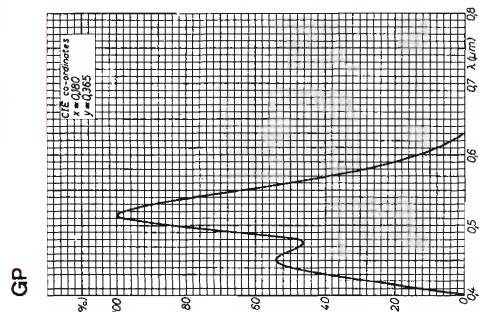
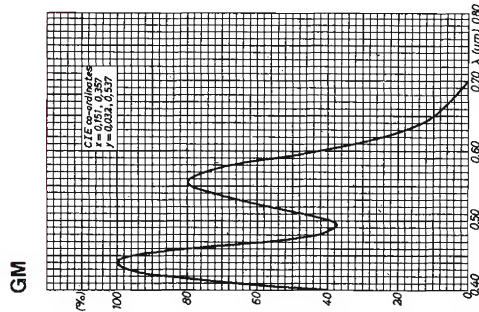


GL

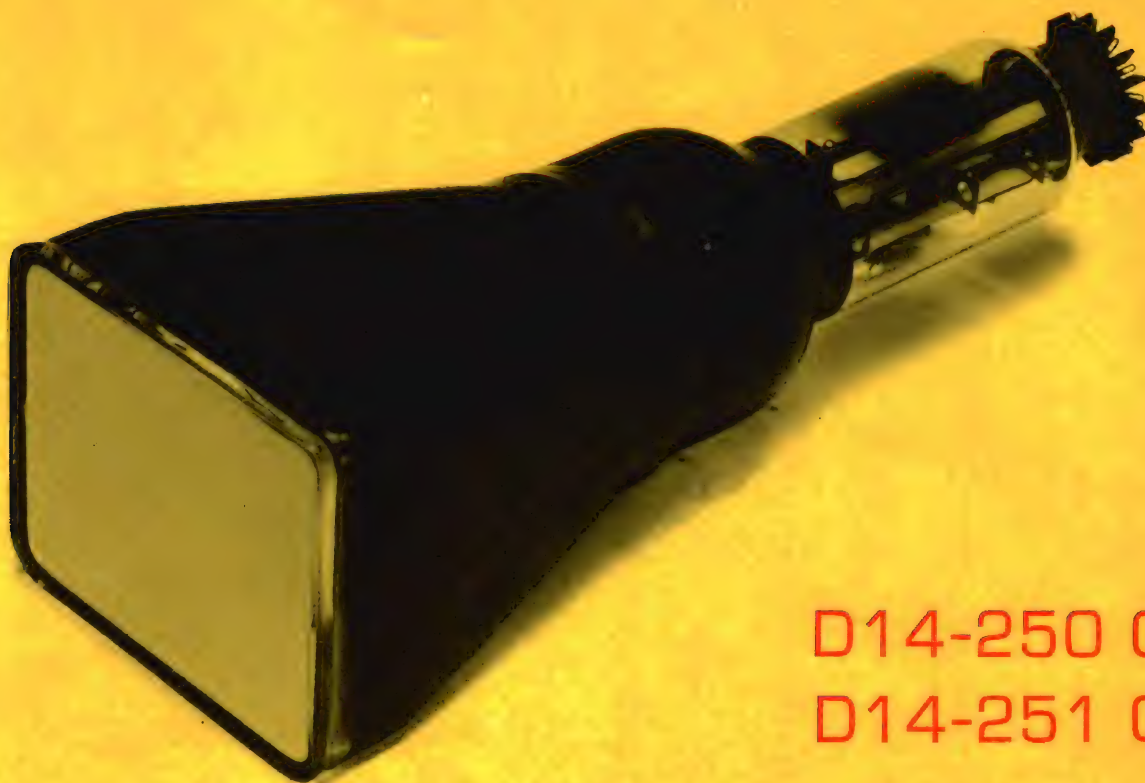


PANTALLAS PARA TUBOS DE RAYOS CATODICOS

Curvas de respuesta relativa



NUEVOS TUBOS DE RAYOS CATODICOS CON PANTALLA RECTANGULAR



D14-250 GH
D14-251 GH

Ventajas de los tubos de rayos catódicos rectangulares

- ahorro de superficie en el panel frontal del instrumento
- ahorro de espacio en el interior del instrumento
- posibilidad de presentación más moderna y eficiente.

El empleo de tubos de rayos catódicos con pantalla rectangular adquiere cada día mayor importancia debido a que se tiende actualmente a construir aparatos compactos y de reducido tamaño. Además de ofrecer una presentación más moderna, el tubo de rayos catódicos rectangular permite un mejor aprovechamiento de la superficie del panel frontal y del espacio interior del aparato.

Hasta ahora el empleo de pantallas rectangulares ha estado limitado a los tubos destinados a instrumentos de mediano y elevado ancho de banda, provistos de mandos para regulación y de posdesviación. Las mejoras tecnológicas introducidas en la producción de tubos de rayos catódicos permite ahora aplicar pantallas rectangulares a tipos económicos, con monoaceleración, para instrumentos de pequeño ancho de banda.

El tubo de rayos catódicos D14-250GH, es un tubo rectangular diseñado para ser empleado en osciloscopios con un ancho de banda de hasta 10 MHz. Tiene una pantalla útil de 10 X 8 cm y, para una tensión de aceleración típica de 2 kV, los coeficientes de desviación son de 24 V/cm (horizontal) y 13 V/cm (vertical). La longitud total del tubo, incluido soporte, es de 331 mm. Las características del filamento son: 6,3 V y 300 mA.

El tubo de rayos catódicos D14-251GH, es idéntico al anterior, salvo el filamento (6,3 V, 95 mA).

Estos nuevos tubos tienen las mismas dimensiones que el D14-260GH, lo que permite la construcción de osciloscopios en dos estilos (uno para 0-10 MHz y otro para 0-15-20 MHz) empleando análogo chasis y mueble.

REVISTA *Miniwatts*

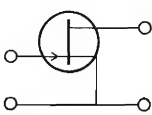
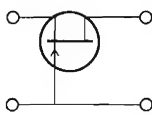
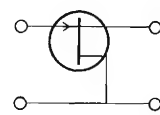
Vol. 14-Núm. 10

NOVIEMBRE 1975

30 Ptas.

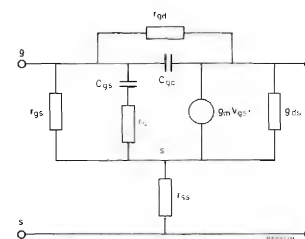


PARAMETROS DE LOS TRES CIRCUITOS BASICOS DE LOS TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO

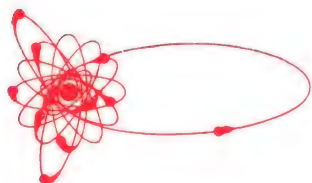
circuito			
surtidor común	puerta común	drenador común	
admitancia de entrada $y_{11} = y_i$	$y_{is} = j\omega (C_{gs} + C_{dg}) + \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs}$	$y_{ig} = j\omega (C_{gs} + C_{dg}) + g_{ds} + \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs} + g_m$	$y_{id} = j\omega (C_{gd} + C_{gs}) + \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs}$
admitancia de transferencia inversa $y_{12} = y_r$	$y_{rs} = -j\omega C_{dg}$	$y_{rg} = -g_{ds} - j\omega C_{ds}$	$y_{rd} = -j\omega C_{gs} - \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs}$
admitancia de transferencia directa $y_{21} = y_f$	$y_{fs} = g_m - j\omega C_{dg}$	$y_{fg} = -g_m - g_{ds} - j\omega C_{ds}$	$y_{fd} = -g_m - j\omega C_{gs} - \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs}$
admitancia de salida $y_{22} = y_o$	$y_{os} = g_{ds} + j\omega (C_{ds} + C_{dg})$	$y_{og} = j\omega (C_{dg} + C_{ds}) + g_{ds}$	$y_{od} = j\omega (C_{ds} + C_{gs}) + g_{ds} + \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs}$

Subíndices

- i = entrada
- o = salida
- d = drenador
- g = puerta o graduador
- s = surtidor
- f = surtidor directo
- r = surtidor inverso



circuito equivalente



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:
M.^a DOLORES FORNS-SAMSO
Delineación y compaginación.
M.^a CARMEN LAJUSTICIA
Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES
Publicada por

COMPañÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balma, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

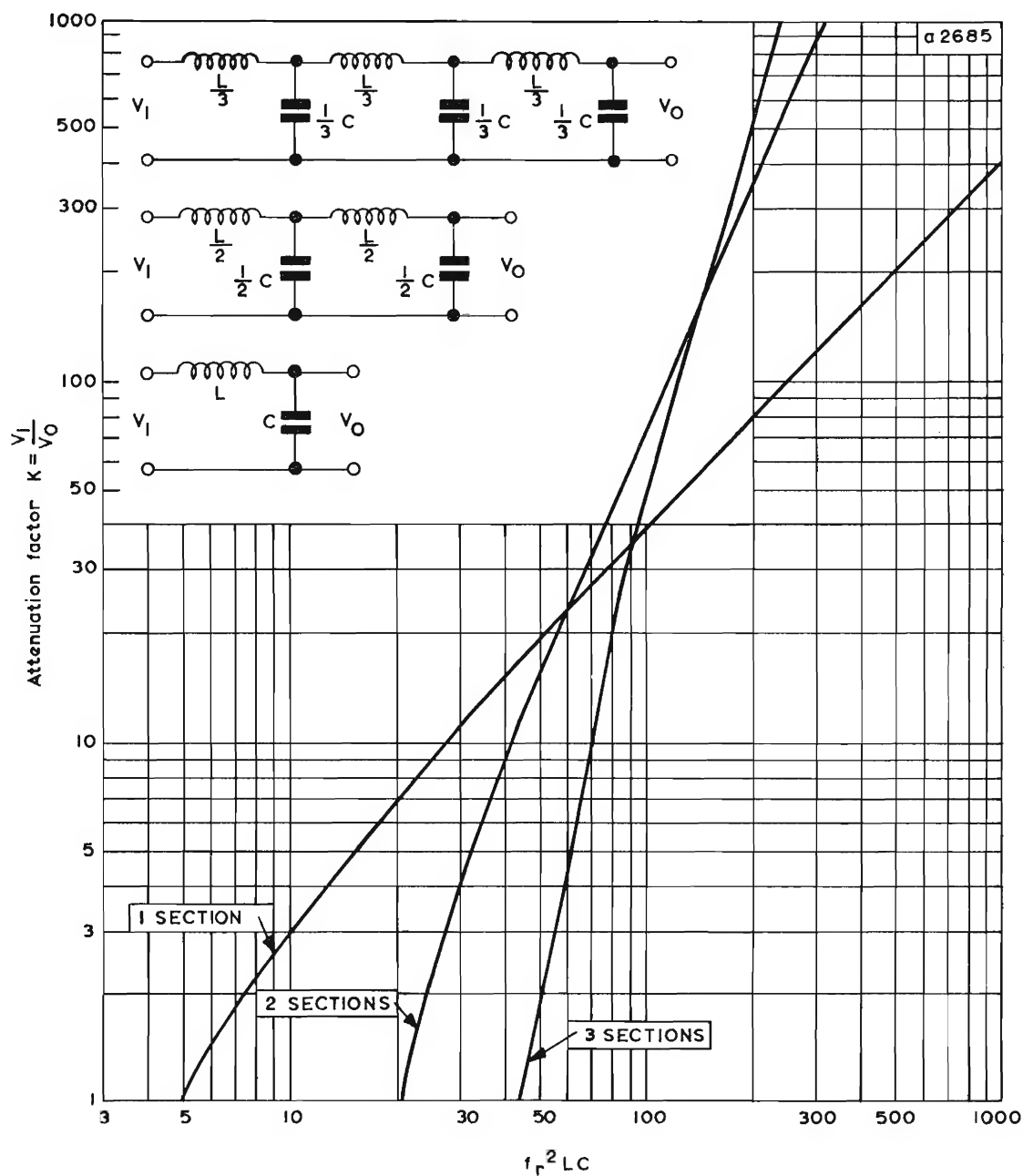
Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Nuevos temporizadores para control industrial que funcionan a 220 V. Cada módulo consta de un temporizador electrónico y de un relé con conmutador inversor.



ÍNDICE

TECNOLOGIA LOCMOS	363
DIODOS SUPRESORES DE TRANSITORIOS	381
RADIOMETRIA, FOTOMETRIA Y DISPOSITIVOS DE OPTOELECTRONICA	385
INTENSIFICADORES DE IMAGEN	397



Factor de atenuación en filtros LC (L en H y C en μF)

TECNOLOGIA LOCMOS

En este artículo se hace un repaso de los últimos desarrollos en la tecnología de circuitos lógicos y se explican las ventajas que aporta la tecnología LOCMOS.

Problemas actuales en diseños lógicos

No hace mucho tiempo, el diseñador podía elegir relativamente poco entre las familias lógicas disponibles en cuanto a velocidades y consumo de potencia posibles. En los dos o tres últimos años han aparecido nuevas familias con especificaciones que se solapan y dificultan la elección de la familia más adecuada a un conjunto de condiciones dadas.

Antes, para aplicaciones de elevada velocidad se elegía la lógica de acoplamiento por emisor (ECL) con retardos de propagación de puerta de uno a tres nanosegundos; el consumo era de unos 30 mW por puerta, más el circuito de compensación para estabilidad de tensión y temperatura. Para control industrial y para periféricos y pequeños computadores, la lógica normalizada transistor-transistor (TTL) era la mejor. Los retardos de 10 ns eran tolerables y la disipación de potencia de 10 mW de puerta no presentaba problemas. Había mucha flexibili-

dad y se disponía de una gran variedad de circuitos integrados de pequeña y media escala.

Para bajas potencias, donde la velocidad no era importante, el diseñador elegía normalmente la serie 74L, una familia de baja potencia que funciona con un milivatio por puerta aproximadamente pero que pocas veces podía hacerse trabajar a más de unos 30 ms. La serie 74H permitía diseños más rápidos a expensas de mayor consumo, de modo que podían obtenerse 5 ns y 20 mW por puerta.

Con la aparición de nuevas familias lógicas, no sólo se solapan sus especificaciones, sino que existe la dificultad de no compatibilidad entre familias, de modo que es prácticamente imposible mezclar en la misma placa por ejemplo, la capacidad de baja potencia de la lógica semiconductor-óxido-metal complementario (CMOS) con la capacidad de nanosegundos de la lógica de acoplamiento por emisor (ECL). Además, las características de la fuente de alimentación varían, las capacidades de excitación nunca son las mismas, etc.

La nueva familia LOCMOS simplifica el diseño de circuitos lógicos, como veremos más adelante.

Dos tecnologías básicas

En la tecnología de los semiconductores, el transistor, este pequeño trozo de material cristalino que amplifica o conmuta corriente eléctrica, es una invención de hace unos 25 años y con él empezó la revolución del estado sólido. Aunque se utiliza como componente discreto, está abriendo camino al circuito integrado en el que muchos transistores, así como diodos y otros elementos de circuito se fabrican en un único chip de silicio mediante una serie de procesos fotolitográficos y de difusión.

Hay dos procesos fundamentales para la fabricación de circuitos integrados. Estos son:

- bipolar, y
- semiconductor-óxido-metal.

Proceso bipolar

El proceso bipolar es uno de los dos procesos fundamentales para la fabricación de circuitos integrados. Un circuito integrado bipolar consta de capas de silicio cuyas características eléctricas son diferentes. Circula corriente entre las capas si se aplica una tensión a la "unión" o límite entre las capas.

Lógica transistor-transistor (TTL)

Con mucho, la lógica bipolar que ha dado mejores resultados es la lógica transistor-transistor, cuyo nombre, como en otras familias de circuitos integrados digitales deriva de la forma como se combinan sus componentes para formar los elementos lógicos. Los circuitos integrados digitales resuelven problemas manipulando señales eléctricas que representan bits de información. La lógica TTL básica es un producto ya superado, pero se espera que las versiones más rápidas y de baja potencia amplíen la vida de la lógica TTL a los años 1980.

Lógica de acoplamiento por emisor (ECL)

La lógica de acoplamiento por emisor es una familia de circuitos integrados digitales bipolares, con unos 10 años de existencia, que utiliza un diseño más complejo que la lógica TTL para obtener mayores velocidades. La lógica de acoplamiento por emisor es cara, de baja potencia y difícil de utilizar, pero puede llegar a ser

importante en la próxima generación de grandes computadores porque es cuatro veces más rápida que la TTL.

Lógica de inyección integrada (I^2L)

La lógica de inyección integrada es el último desarrollo de la lógica bipolar. Aunque se ha utilizado en numerosos circuitos satisfactorios, todavía está en sus comienzos. Para integración de gran escala (LSI), la lógica I^2L permite integrar más de 1000 funciones de puerta en un sólo chip. La tecnología I^2L , que fue desarrollada por los Laboratorios de Investigación Philips, permite también combinar en el mismo chip funciones digitales y analógicas.

Procesos semiconductor-óxido-metal (MOS)

El segundo proceso fundamental para la fabricación de circuitos integrados es la técnica semiconductor-óxido-metal. La parte activa de un chip MOS se encuentra en su superficie, donde un electrodo puerta aplica una tensión a una delgada capa situada debajo para crear un "canal" temporal a través del cual puede circular corriente.

PMOS

La tecnología MOS más antigua emplea un canal de material de tipo P, en el que la circulación de corriente se hace por medio de cargas positivas. Debido a que la acción en un circuito MOS se realiza cerca de la superficie, la contaminación, que sería de poca importancia en un dispositivo bipolar, causó serios problemas en los primeros días de la técnica MOS.

NMOS

La lógica MOS de canal N, donde la corriente circula en forma de cargas negativas, ha entrado ahora en producción. Es dos o tres veces más rápido que los circuitos PMOS, pero el control de la fabricación es más difícil que con PMOS. Estos problemas no han sido resueltos todavía.

MOS complementario (CMOS)

En los circuitos integrados monolíticos que utilizan transistores bipolares, no ha sido posible aprovechar las

numerosas ventajas de los circuitos de simetría complementaria debido a factores tecnológicos que dificultan la fabricación de transistores PNP y NPN optimizados en el mismo sustrato. Sin embargo, las ventajas del circuito de simetría complementaria pueden aprovecharse integrando transistores compatibles de canal P y de canal N en un mismo sustrato monolítico para crear un circuito integrado que es tan rápido como un circuito NMOS y que consume mucha menos potencia.

Los circuitos CMOS, en configuraciones que comprenden lógica y memoria son perfectamente adecuados para aplicaciones digitales y se caracterizan por su pequeño consumo en reposo, por su retardo de propagación relativamente corto, excelente inmunidad a ruido, gran cargabilidad de salida y funcionamiento con una

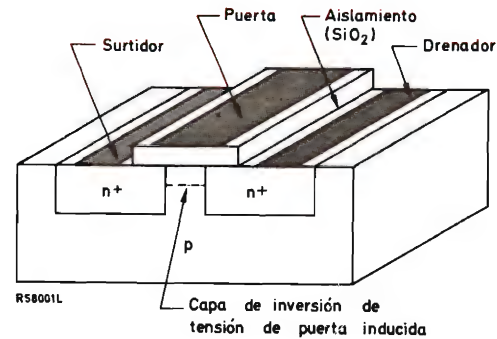


Figura 1. Sección de un transistor de efecto de campo MOS.

	<i>TTL normalizada</i>	<i>CMOS alimentación 5 V</i>	<i>CMOS alimentación 10 V</i>
Retardo de propagación	10 ns	35 ns	25 ns
Frecuencia de flip-flop	35 MHz	5 MHz	10 MHz
Potencia de reposo	10 mW	10 nW	10 nW
Inmunidad a ruido	1 V	2 V	4 V
Cargabilidad de salida	10	50	50

sola fuente de alimentación dentro de un amplio margen de tensión. Las características de los circuitos lógicos y de memoria CMOS son relativamente inmunes a las variaciones de temperatura.

Principios básicos del MOSFET

El bloque básico de los circuitos lógicos CMOS es el par complementario inversor MOS que consta de un par de transistores de efecto de campo de puerta aislada de tipo de enriquecimiento, de canal N y canal P, que utilizan electrodos de puerta de metal.

Los transistores de efecto de campo combinan las ventajas inherentes de los dispositivos de estado sólido (pequeño tamaño, bajo consumo de potencia y robustez mecánica) con una impedancia de entrada muy alta. A diferencia de los dispositivos bipolares en que el funcionamiento depende de la interacción de dos tipos de portadores de carga, huecos y electrones, los transistores de efecto de campo son dispositivos unipolares; es decir, su funcionamiento depende básicamente de un sólo tipo de portadores de carga, huecos en los dispositivos de canal P y electrones en dispositivos de canal N.

Los primeros modelos de transistores de efecto de

campo utilizaban una unión semiconductor polarizada en sentido inverso como electrodo de control. En los transistores de efecto de campo MOS, la "puerta" de control metálica está separada del "canal" semiconductor por medio de una capa de óxido aislante. Una de las principales características de la estructura semiconductor óxido-metal es que la elevada resistencia de entrada de los transistores MOS (a diferencia de los transistores de efecto de campo con puerta de unión) no es afectada por la polaridad de la polarización aplicada al electrodo de control (puerta). Además, las corrientes de fuga asociadas con el electrodo de control aislado son prácticamente insensibles a las variaciones de la temperatura ambiente. Debido a sus propiedades, los transistores de efecto de campo MOS son particularmente apropiados para aplicaciones de conmutación digital, así como para amplificadores lineales de tensión y atenuadores de tensión controlada.

El funcionamiento de los dispositivos de efecto de campo puede explicarse en términos de un concepto de control de cargas. El electrodo metálico de control, que se llama puerta, actúa como una placa de un condensador. Una carga situada en la puerta induce una carga igual pero de signo contrario en la placa semiconductor, o canal, situada debajo de la puerta. Así, la carga

inducida en el canal puede utilizarse entonces para controlar la conducción entre dos contactos óhmicos, llamados surtidor y drenador, situados en extremos opuestos del canal.

El transistor de efecto de campo tipo MOS utiliza un electrodo metálico puerta separado del material semiconductor mediante un aislante. Igual que la unión N-P, este electrodo puerta aislado puede variar el canal surtidor-drenador de portadores activos si se aplican adecuadas tensiones de polarización. Sin embargo, el electrodo aislado de puerta puede aumentar también la conductividad del canal sin que aumente la corriente de entrada en reposo ni disminuya la ganancia de potencia.

Los dos tipos básicos de transistores de efecto de campo MOS son: el de empobrecimiento y el de enriquecimiento. En este tipo, la puerta debe estar polarizada en sentido directo para producir portadores activos y permitir la conducción a través del canal. Normalmente el canal no conduce si la polarización de puerta es igual a cero o en sentido inverso.

Debido a que los transistores MOS se pueden fabricar de modo que se utilice la conducción de electrones (canal N) o la conducción de huecos (canal P), son posibles dos clases de transistores de efecto de campo MOS de tipo de enriquecimiento.

Un transistor MOS del tipo de enriquecimiento de canal N (la inversión de las regiones de tipo N y de tipo P produciría un transistor del tipo de enriquecimiento de canal P) normalmente no conduce hasta que se aplica al electrodo puerta una tensión suficiente de polaridad correcta. Si se aplica una tensión de polarización positiva a la puerta de un transistor de enriquecimiento de canal N, atrae electrones hacia la región de canal situada debajo de la puerta. Si se aplica suficiente tensión, esta región de canal pasa de tipo P a tipo N y proporciona una vía de conducción entre las regiones surtidor de

tipo P y drenador de tipo N. (En un transistor de enriquecimiento de canal P, la aplicación de una tensión de polarización negativa atrae huecos hacia la región situada debajo de la puerta, de modo que esta región canal pasa de tipo N a tipo P y proporciona una vía de conducción surtidor-drenador.)

El inversor CMOS

El inversor CMOS que se muestra en la figura 3 funciona del siguiente modo. Con una tensión de alimentación positiva V_{DD} , si se aplica una tensión positiva a la entrada V_i (estado lógico "1"), el transistor de canal N pasa a conducción mientras que el transistor de canal P no conduce. Así, la tensión de salida es igual a cero (estado lógico "0"). Si ahora la tensión de entrada se hace cero ("0"), el transistor de canal P pasa a conducción y el transistor de canal N se bloquea. La tensión de salida es ahora V_{DD} ("1"). Por tanto, los dos transistores MOS se comportan como conmutadores, y la corriente en el circuito está determinada por la muy débil corriente de fugas del transistor MOS bloqueado. La corriente tiene un valor mayor sólo temporalmente, durante la conmutación cuando ambos transistores conducen por un corto período y en cuyo momento se produce cierta disipación.

Ventajas de los circuitos CMOS

La ventaja de un circuito CMOS es que los valores de la resistencia del canal pueden ser pequeños y por consiguiente la conmutación muy rápida, y la corriente de reposo y por tanto el consumo de potencia en reposo es prácticamente igual a cero. Otras ventajas de los circuitos

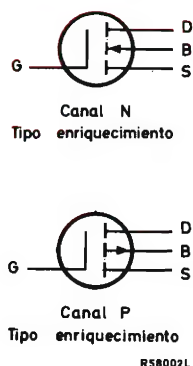


Figura 2. Símbolos de transistores MOS. G = puerta, D = drenador, B = sustrato, S = surtidor.

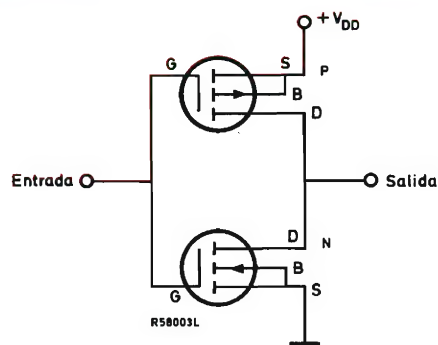


Figura 3. Circuito inversor de simetría complementaria que utiliza transistores MOS.

CMOS comparados con los circuitos MOS corrientes son la inmunidad a fluctuaciones en la tensión de entrada o en la tensión de alimentación. La sensibilidad a las fluctuaciones de la tensión de entrada es baja debido a que la tensión de entrada para la que el circuito pasa de un estado lógico a otro es igual a la mitad de la tensión de alimentación aproximadamente, mientras que la transición real tiene lugar en un margen muy pequeño de la tensión de entrada. También es fácil hacer que un circuito CMOS sea compatible con otros circuitos lógicos tales como los TTL.

CMOS normalizado

Por todas estas ventajas los transistores CMOS serían muy adecuados para circuitos integrados, si no fuera por el hecho de que con las mismas tolerancias la densidad de encapsulado es menor que para los transistores MOS ordinarios.

Bandas protectoras rodean y separan los dispositivos MOS, diodos y demás elementos o combinaciones de dispositivos MOS que están interconectados a través de zonas de difusión comunes con el fin de evitar fugas. Todos los dispositivos de canal P deben estar rodeados por una banda protectora continua de tipo N⁺, que sirve también como túnel que facilita el paso de corriente desde la fuente de alimentación externa V_{DD} a través del sustrato de tipo N a cada dispositivo de canal P conectado a la alimentación externa. De la misma forma, bandas protectoras muy dopadas P⁺ rodean todos los dispositivos de canal N, y facilitan el paso de corriente desde la alimentación externa V_{SS} a través de la región P a cada dispositivo de canal N conectado a masa. El contacto al sustrato de tipo N puede hacerse a través de la banda protectora N⁺ y el retorno al terminal V_{DD} ; el contacto a la región de tipo P puede hacerse a través de

la banda protectora P⁺ y el retorno al terminal de masa. Las bandas protectoras pueden ser franjas estrechas, o si el espacio lo permite, grandes zonas de difusión que reducen al mínimo la resistencia en las líneas de alimentación V_{DD} y V_{SS} . Las bandas de protección sirven también para evitar canales parásitos, asegurando de este modo el corte completo del dispositivo.

Resumen de características de los circuitos lógicos CMOS

—Baja potencia

La corriente de reposo neta, que está determinada por la corriente de fugas del dispositivo en "bloqueo", es del orden de nanoamperios. Del mismo modo, al conmutar se requiere poca potencia ya que ambos transistores sólo conducen parcialmente. Los circuitos lógicos CMOS consumen menos potencia que los TTL normalizados, como mínimo 10^6 menos en condiciones estáticas, con una disipación de potencia por puerta de sólo unos 10 nW.

—Elevada inmunidad a ruido

Los circuitos lógicos CMOS tienen una característica de transferencia casi ideal y un corte muy acusado entre un estado lógico "0" y un estado lógico "1". Unas cuatro veces mejor que los TTL. Los circuitos lógicos CMOS se emplean satisfactoriamente en aplicaciones del automóvil y control de procesos industriales, donde su funcionamiento no es afectado por la presencia de elevado ruido eléctrico.

—Ancho margen de tensión de alimentación

Con circuitos CMOS se puede utilizar una tensión de alimentación de 3 a 15 V. En aplicaciones industriales, esto significa que las costosas fuentes de alimentación de reducida tolerancia pueden sustituirse por una fuente de alimentación barata no estabilizada.

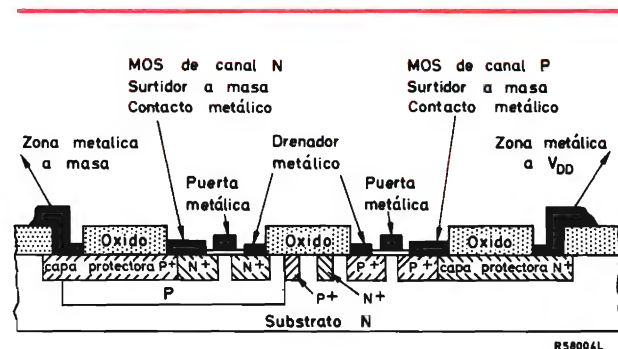


Figura 4. Sección de un par complementario que muestra el uso de bandas protectoras.

Como sustitución de los circuitos TTL, es bien sabido que los circuitos CMOS son mucho más baratos. Pero lo que no es tan conocido de los circuitos CMOS es su capacidad para funcionar a velocidades relativamente elevadas con una mayor pero todavía moderada disipación de potencia. En efecto, los circuitos CMOS tienen un producto de potencia por retardo de propagación menor que cualquier otra familia lógica. Operando precisamente por debajo de velocidades TTL, los circuitos CMOS integrados de media o gran escala, pueden efectuar las mismas funciones lógicas que los circuitos TTL pero con la ventaja de menor consumo, elevada inmunidad a ruido y menor coste.

Sin embargo, al estar compuestos de estructuras com-

plementarias, los circuitos CMOS requieren un dispositivo adicional para entrada de puerta respecto a otras estructuras MOS, así como una región aislante adicional. Como consecuencia, su densidad es sólo un tercio de la de otros dispositivos. Por eso se utilizan circuitos CMOS en aplicaciones donde se desea una potencia extremadamente baja, donde puede utilizarse integración a media escala, y donde no es esencial gran velocidad —en otros términos, en el sector industrial y de comunicaciones.

CMOS en integración a gran escala (LSI) con oxidación local de silicio (LOCOS)

Se observó que se podía obtener reducción de la superficie utilizando una técnica de oxidación local denominada LOCOS, desarrollada en los Laboratorios de Investigación Philips. Este proceso se puede controlar de modo que puedan fabricarse circuitos LSI (integración de gran escala).

En la técnica LOCOS, se reviste el sustrato de silicio con una capa de nitruro de silicio, la cual se utiliza como máscara en una oxidación posterior del silicio cuando se forma una capa de óxido de silicio en los lugares donde se ha eliminado el nitruro de silicio. La mayor parte de este óxido penetra en el silicio y da lugar a una buena separación entre las regiones de diferente dopado. Ocupa menos espacio que la difusión aislante convencional.

Ahora describiremos el proceso utilizado para la fabricación de circuitos CMOS mediante la técnica LOCOS —a la que denominamos “tecnología LOCOS”. El material de partida es una placa de silicio de tipo N cuya superficie tiene la orientación “100”. Una superficie con esta orientación generalmente tiene muy pocos estados de superficie, y se forma poca carga en el óxido desarrollado encima de ella; esto proporciona una baja y reproducible tensión umbral. La placa se recubre primero con una delgada capa de nitruro de silicio, el cual seguidamente se elimina de los lugares donde ha de formarse el óxido aislante y entonces se oxida el silicio hasta que la capa de óxido tenga 1,8 μm de espesor (figura 5).

El paso siguiente consiste en suprimir el nitruro de los

lugares donde tienen que formarse las islas P para los transistores de canal N. Después, en estos lugares se producen regiones tipo P mediante una técnica especial (figura 6).

En esta técnica, el silicio se dopa con boro de modo que la concentración de boro en la superficie tenga el valor necesario para el buen funcionamiento del transistor MOS, mientras que el máximo del perfil de concentración se sitúa a unos 1,5 μm por debajo de la superficie. Esta disposición evita la formación de canales parásitos de tipo N a lo largo del óxido LOCOS. Con este método no hay necesidad de utilizar bandas de protección.

Después de la difusión de tipo P, se elimina el resto del nitruro, y se forma térmicamente una delgada capa de óxido. Entonces se aplica una capa policristalina de silicio. A continuación se dopa la capa policristalina con fósforo para hacer un conductor de tipo N y se efectúa una grabación para los electrodos y parte de las interconexiones (fig. 7); el dopado es necesario para proporcionar una baja resistencia en serie a los conductores y así una elevada velocidad de conmutación.

El siguiente paso del proceso consiste en producir las regiones de surtidor y drenador de tipo P por difusión de boro a través de ventanas previamente abiertas en la capa de óxido (fig. 8). Puesto que estos electrodos son pequeños, las capacidades parásitas son pequeñas, lo que también contribuye a una elevada velocidad de conmutación.

Después de la difusión de boro, se forma de nuevo una delgada capa de óxido en estas regiones. De forma similar se realizan seguidamente las regiones surtidor y

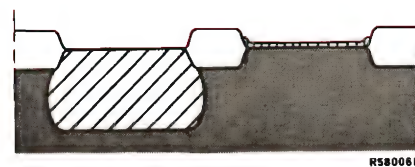


Figura 6.

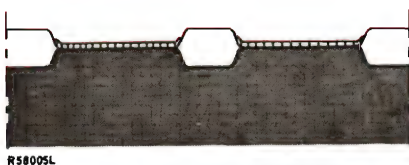


Figura 5.

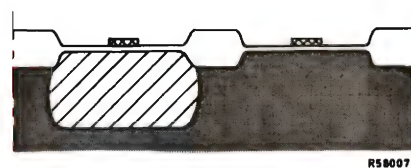


Figura 7



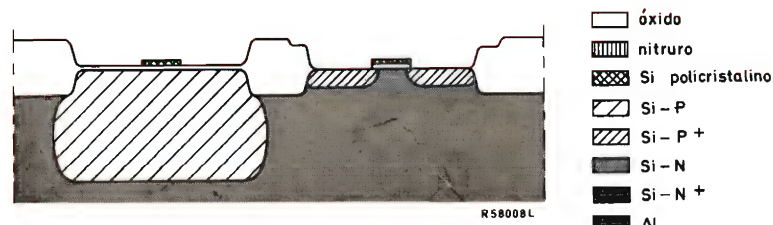


Figura 8.

drenador de tipo N con una difusión de fósforo (fig. 9).

Después se deposita pirolíticamente una capa de dióxido de silicio, y se graban en éste aberturas que permitan el contacto entre los electrodos y el interconexiónado (fig. 10).

Finalmente, se aplica una capa de aluminio por evaporación al vacío y de ésta se obtiene mediante grabado la red de interconexión (fig. 11).

Densidad de encapsulado LOCMOS

En la figura 12 se muestra un circuito CMOS con puertas de metal. Aquí, las bandas protectoras N⁺ y P⁺ rodean los canales P y N respectivamente.

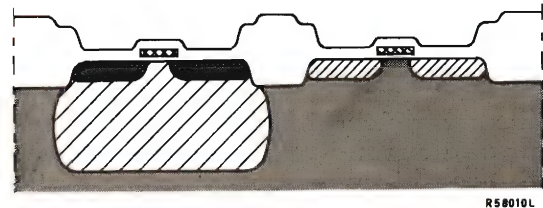


Figura 10.

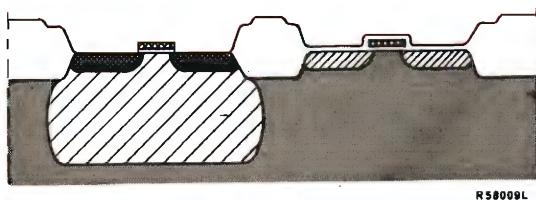


Figura 9.

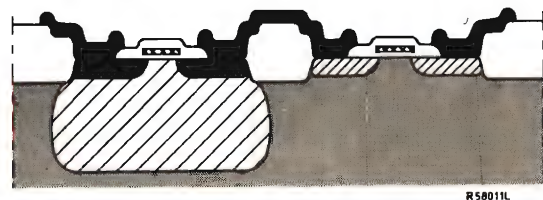


Figura 11.

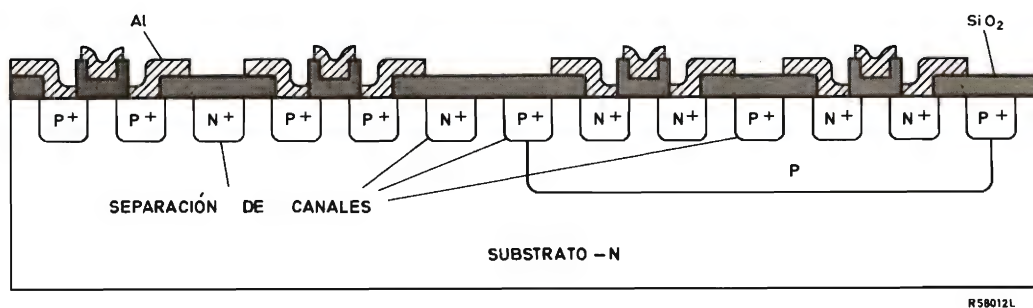


Figura 12. Circuito integrado CMOS con puerta metálica.

En la figura 13, la puerta de silicio aumenta el rendimiento debido al autoalineamiento de la puerta y a la reducida capacidad, pero las bandas protectoras requeridas limitan el ahorro de superficie.

El resultado es una elevada densidad de encapsulado y una mayor velocidad interna. Una ventaja más de los procesos de puerta de silicio es la inherente facilidad de tener dos placas aisladas (polisilicio y aluminio) para

interconexiones. Se puede ver que el proceso LOC MOS es muy interesante para integración a gran escala.

La tecnología LOC MOS combina una puerta de silicio con oxidación local para reducir el área del chip, como se muestra en la figura 14, sustituyendo las bandas protectoras por óxido de silicio. Puesto que la región LOC MOS penetra en la placa de silicio, los huecos de contacto pueden solapar la región LOCOS sin miedo de que

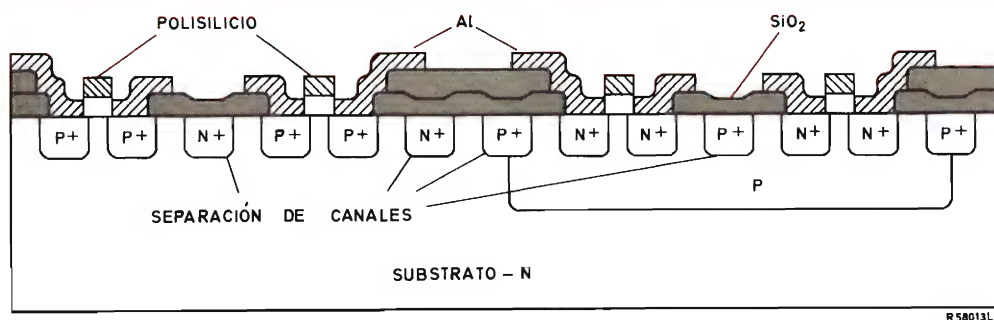


Figura 13. Circuito integrado CMOS con puerta de silicio.

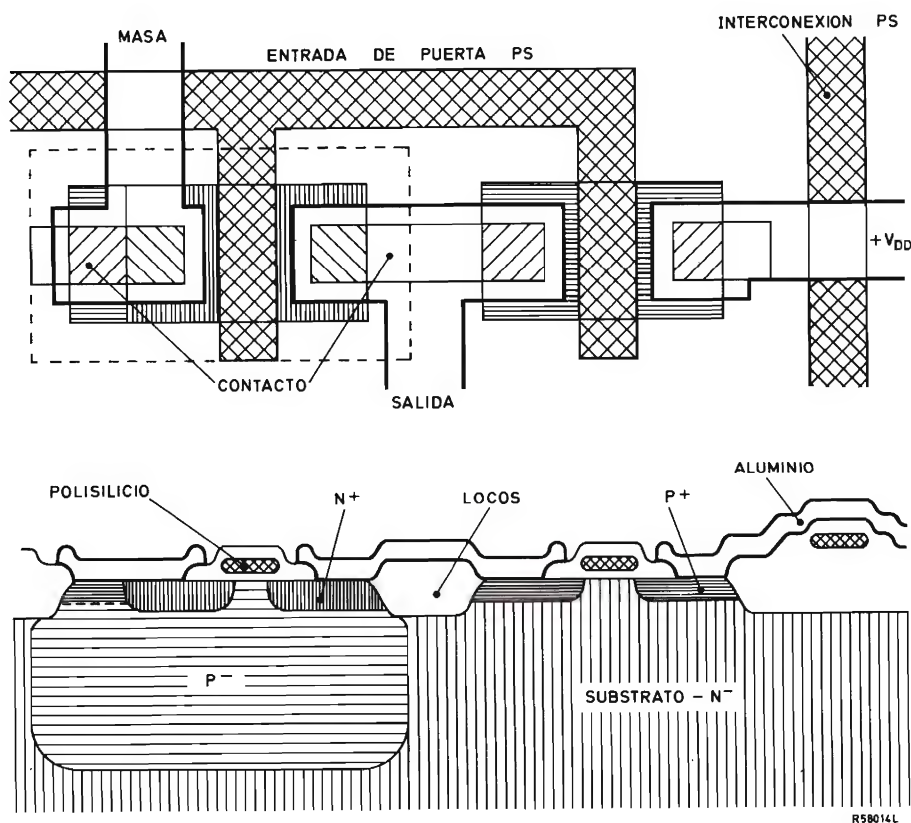


Figura 14. Sección y vista superior de un inversor en tecnología LOC MOS. La puerta de silicio con oxidación local reduce la superficie del chip.

haya un cortocircuito con el sustrato. Esto reduce el área de difusión necesaria, reduciendo de este modo la capacidad del drenador. La autoalineación de las difusiones hace innecesarias las separaciones especiales entre transistores N y P y el perfil de difusión especial obtenido en la región P hace superfluas las zonas de aislamiento de canales.

Desventajas de los anteriores diseños de puerta

La figura 15 muestra una puerta NOR convencional de dos entradas. Un transistor de canal N, conectado a la tensión de alimentación V_{SS} , conducirá cuando cualquier entrada esté en ALTO, haciendo que la salida pase a BAJO a través de la resistencia del dispositivo. Si ambas entradas están en ALTO, ambos dispositivos de canal N pasan a conducción, dividiendo por dos la resistencia de conducción y haciendo que la impedancia de salida (y, por tanto, el retardo de propagación) sea una función de las variables de entrada. De forma similar los dispositivos de canal P pasan a conducción por señales BAJO; es decir, cuando las dos entradas están en BAJO se produce conducción entre la tensión de alimentación, V_{DD} ,

y la salida.

Puesto que los dispositivos de canal P están en serie, la superficie del chip debe aumentar para que su resistencia pueda disminuir y mantener la elevada impedancia de salida dentro de las especificaciones. Y, a medida que el número de entradas de puerta aumenta, se requieren dispositivos de canal P de mayor superficie, provocando severas variaciones de la impedancia de salida según sean las conexiones a V_{SS} . Por ejemplo, en la puerta NAND de dos entradas que se muestra en la figura 16, se intercambian las conexiones en paralelo y en serie de los transistores para conseguir la doble función lógica. La variación de la resistencia de salida afecta a los transistores de canal P conectados a V_{DD} , mientras que los dispositivos de canal N, que están conectados en serie, deben aumentar en tamaño. Es superfluo decir que esta sensibilidad de retardo de propagación con relación a la disipación de la entrada puede provocar toda clase de problemas misteriosos (por ejemplo, pueden presentarse errores sólo con ciertas clases de datos).

Estos diseños, pues, tienen algunas desventajas:

- Puesto que los transistores lógicos son también dispositivos de salida, deben ser suficientemente grandes

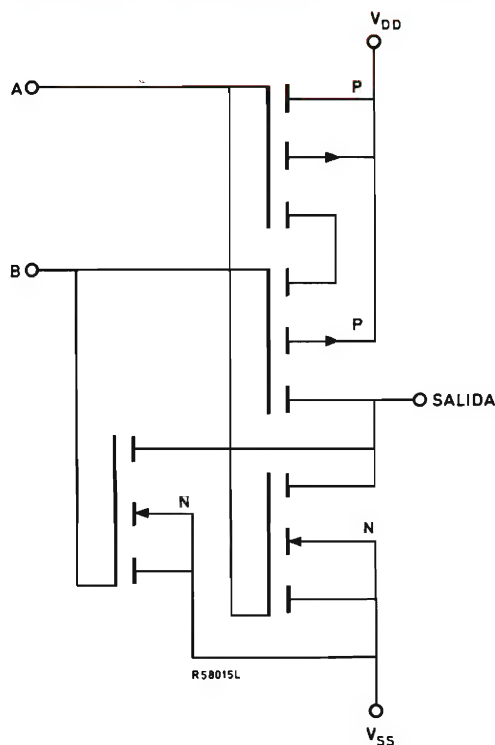


Figura 15. Puerta NOR de dos entradas.

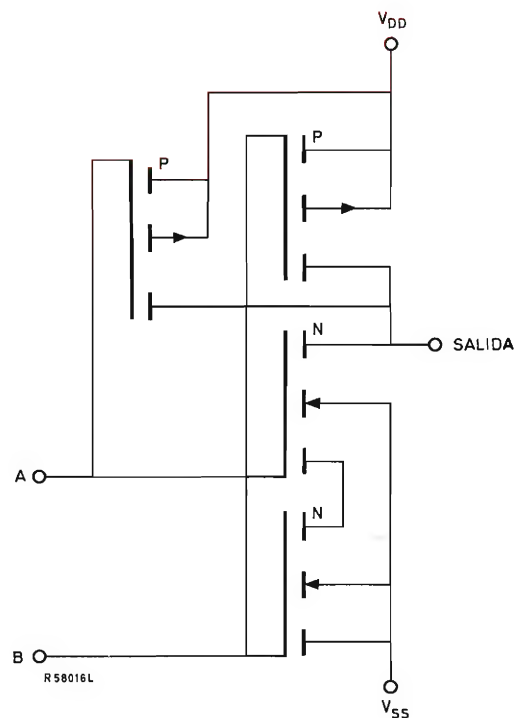


Figura 16. Puerta NAND de dos entradas.

para proporcionar toda la corriente de excitación de salida.

- La impedancia de salida (y, por tanto, el retardo de propagación) es función de las condiciones lógicas de entrada.
- El tiempo de transición de salida es función del tiempo de transición de entrada.
- La inmunidad a ruido no es tan buena como la teóricamente posible.

Empleo de acopladores de baja impedancia

Para minimizar cualquier sensibilidad del retardo de propagación y para normalizar el retardo y la excitación de salida, el nuevo concepto de diseño de óxido aislado añade una etapa acopladora de salida a la configuración de puerta (fig. 17). Esta técnica reduce el tamaño del chip, ya que ahora sólo se necesitan dos transistores de salida grandes, y también mejora la inmunidad al ruido porque la mayor ganancia de tensión da lugar a una característica de transferencia casi ideal. La elevada ganan-

cia de tensión superior a 1000 también proporciona una conformación de impulsos, ya que las transiciones de salida son independientes de los tiempos de subida y caída de entrada.

El circuito acoplador proporciona las siguientes ventajas:

- salidas normalizadas de baja impedancia
- retardo de propagación que depende menos del circuito lógico de entrada o de los tiempos de transición
- retardo de propagación menos sensible a carga capacitiva
- mejor inmunidad a ruido
- sólo se requieren dos transistores de salida de mayor tamaño
- menor capacidad de entrada.

Características del diseño acoplado

Las características de transferencia típicas que se muestran en la figura 18 indican claramente que una

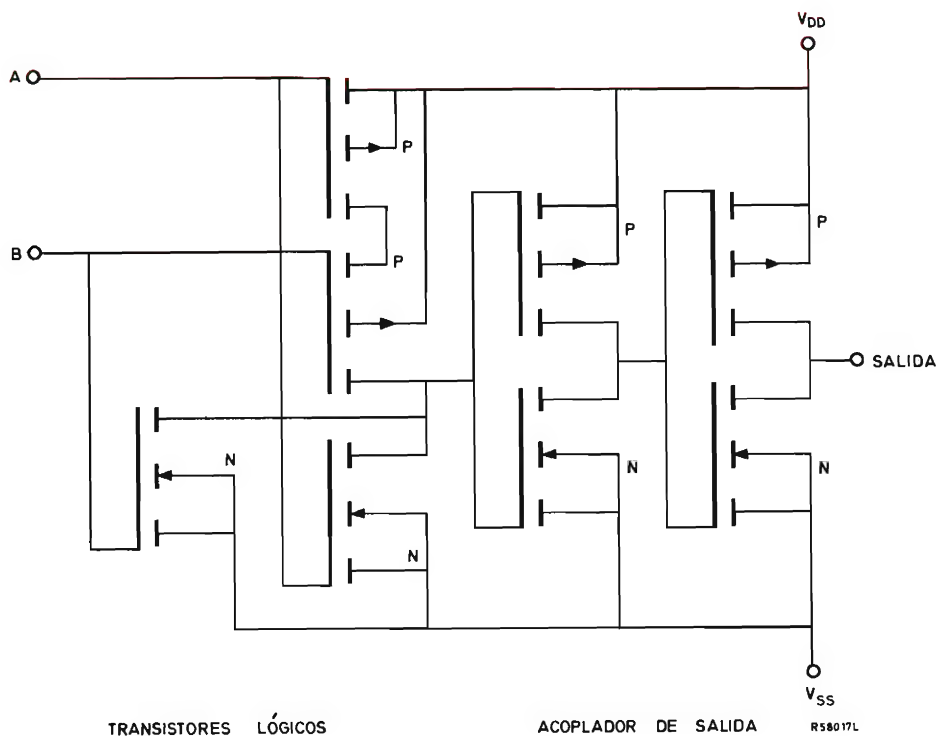


Figura 17. Puerta NOR de dos entradas con salida acoplada en tecnología LOCOS.

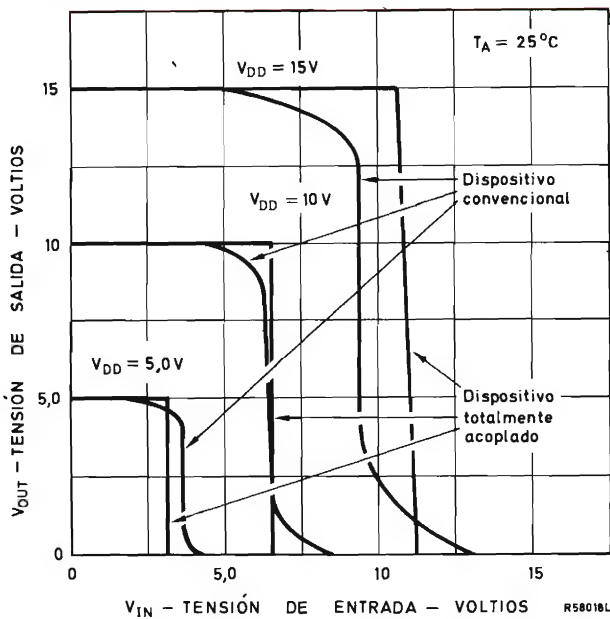


Figura 18. Características de transferencias típicas.

puerta con acoplamiento o adaptación es casi ideal.

La figura 19 muestra que con una puerta acoplada, el tiempo de caída de salida es casi independiente del tiempo de subida de entrada.

La figura 20 muestra que el tiempo de subida de salida de una puerta acoplada es casi independiente del tiempo de caída de entrada.

Funciones lógicas en tecnología LOCMOS

Las funciones lógicas básicas que pueden realizarse en tecnología LOCMOS son la simple negación o función NO, la función NAND y la función NOR. Cualquier sistema lógico puede ser realizado con estas tres funciones lógicas. Pero el concepto de "puerta simple" no es una solución económica para integración a gran escala debido al número de transistores y a la superficie de chip requeridos. Sin embargo, la tecnología LOCMOS permite la realización directa de funciones lógicas complejas de forma muy compacta y elegante.

La realización LOCMOS de una función lógica está gobernada por reglas sencillas y puede deducirse fácil y directamente de sus ecuaciones lógicas correspondientes. Los circuitos lógicos LOCMOS constan de dos partes, una con transistores N y otra con transistores P, conteniendo cada una igual número de transistores. Debido a la naturaleza complementaria de la combinación de transistores N y P, existe completa dualidad entre ambas

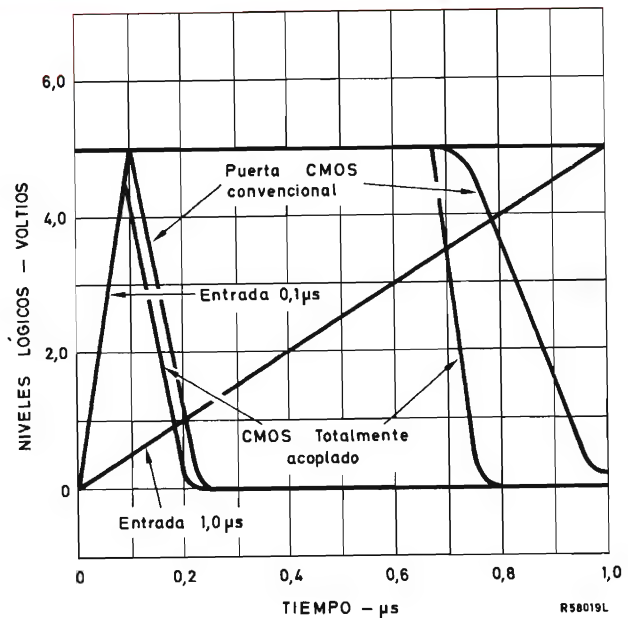


Figura 19. El tiempo de caída de la salida es prácticamente independiente del tiempo de subida de la entrada.

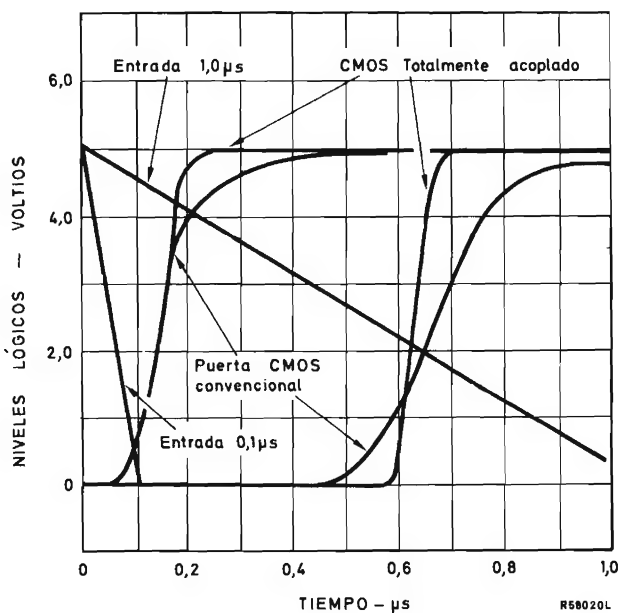


Figura 20. El tiempo de subida de la salida es prácticamente independiente del tiempo de caída de la entrada.

partes y esta propiedad específica es la que proporciona la característica de conmutación complementaria típica de los circuitos LOCMOS. Esta dualidad de circuito conduce a reglas sencillas para la realización de circuitos lógicos.

Una ecuación lógica sólo puede ser realizada directamente en la forma de complemento lógico o NO. La función AND/OR en una solución lógica se realiza mediante una conexión serie-paralelo en la parte N. Así, uno de los primeros pasos en la producción de diseños de integración a gran escala en LOCMOS es la conversión de la función lógica en forma de ecuación lógica. De este modo, sólo es necesario establecer después el esquema del circuito eléctrico de una parte, por ejemplo, de la parte N; la otra parte será entonces una simple conversión de la otra de acuerdo con la regla de dualidad:

serie	conexión en	→ paralelo	conexión en
paralelo	parte N	← serie	parte P

En la figura 21 se muestra un ejemplo de una función compleja en LOCMOS.

Células lógicas compactas

El consiguiente desarrollo de la tecnología LOCMOS se basa en un nuevo concepto de célula, la célula lógica LOCMOS. Estas células son los bloques de construcción normalizados para integración a gran escala en LOCMOS y existen unos 20 tipos distintos.

Las células se diseñan de forma que se acomoden a una red de interconexión normalizada sobre un chip completo. Debido a su estructura altamente normalizada, puede obtenerse totalmente una célula lógica compacta por medio de un ordenador al que sólo es necesario darle la ecuación lógica correspondiente. Como resultado se ha establecido una librería de células normalizadas que contiene actualmente unas 100 células distintas normalizadas. Un ejemplo de célula lógica se muestra en la figura 22.

Sistemas de diseño con ayuda de ordenador

Los circuitos lógicos compactos LOCMOS son el resultado de diseño por ordenador y el método empleado

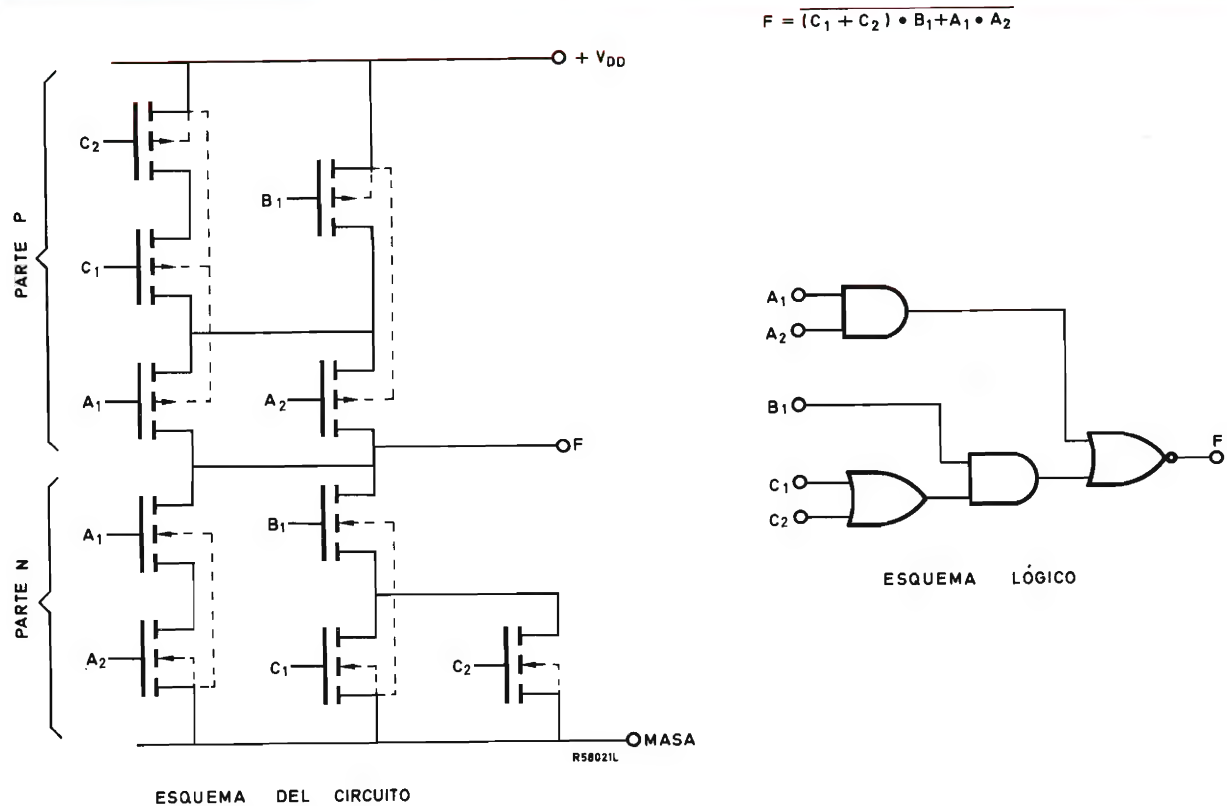


Figura 21. Realización de una función lógica compleja en tecnología CMOS.

se muestra en la figura 23. Primero, se obtiene una buena especificación en lo que se refiere a función lógica, diagramas de velocidad y tiempo, así como capacidad de excitación, tensión de alimentación, etc. Un estudio determina la probabilidad de realización del diseño y, si se requiere una nueva célula se utiliza un programa llamado TRAMOS (Transient and a.c. analysis for MOS) para

calcular el comportamiento eléctrico de la nueva célula.

Cuando están disponibles todos los bloques, sea en forma de nuevas células o de células de librería, se puede describir el circuito completo en forma de DESCRIPCION y se perfora en tarjetas que se introducen en el ordenador. El ordenador comprueba la descripción y si se han introducido todos los parámetros necesarios. Se

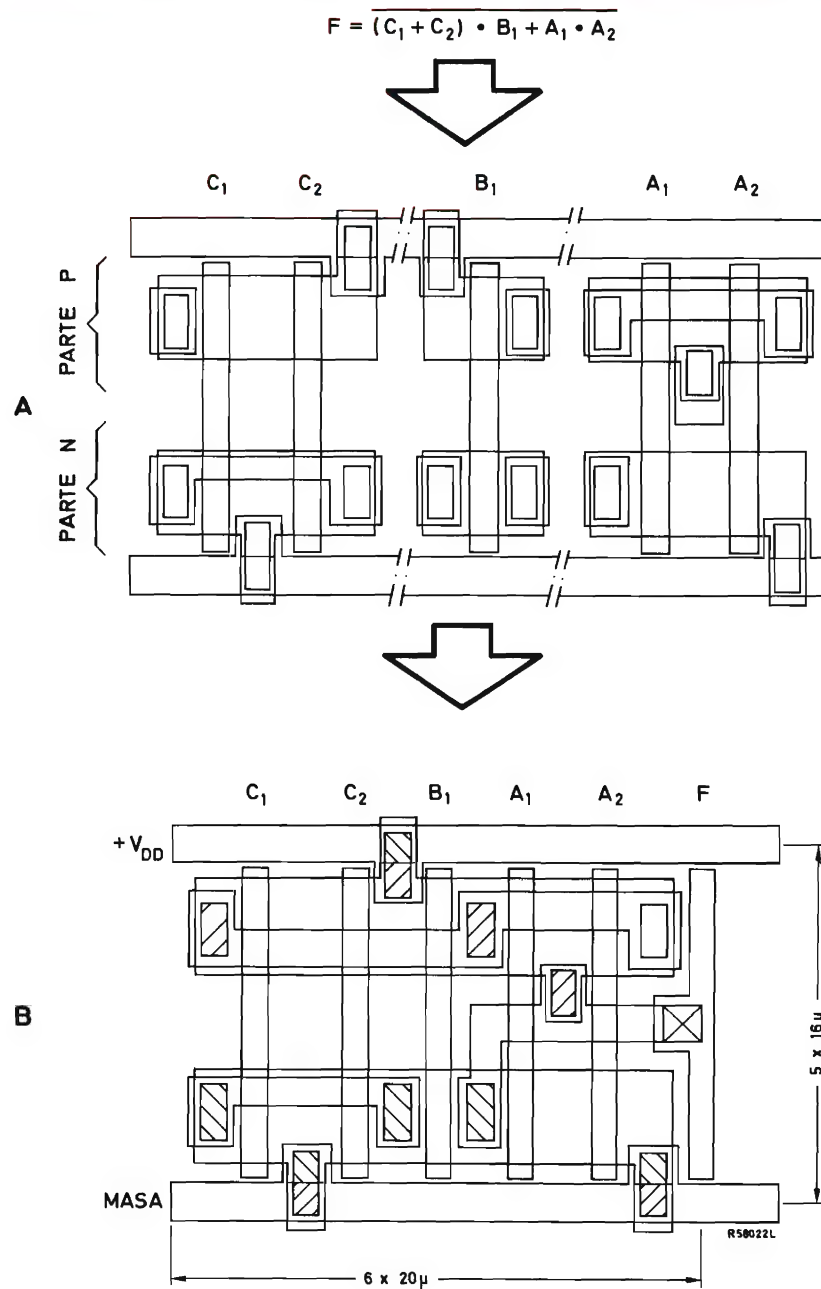


Figura 22. Ejemplo de una célula lógica compacta LOCMOS y su generación a partir de una ecuación lógica.

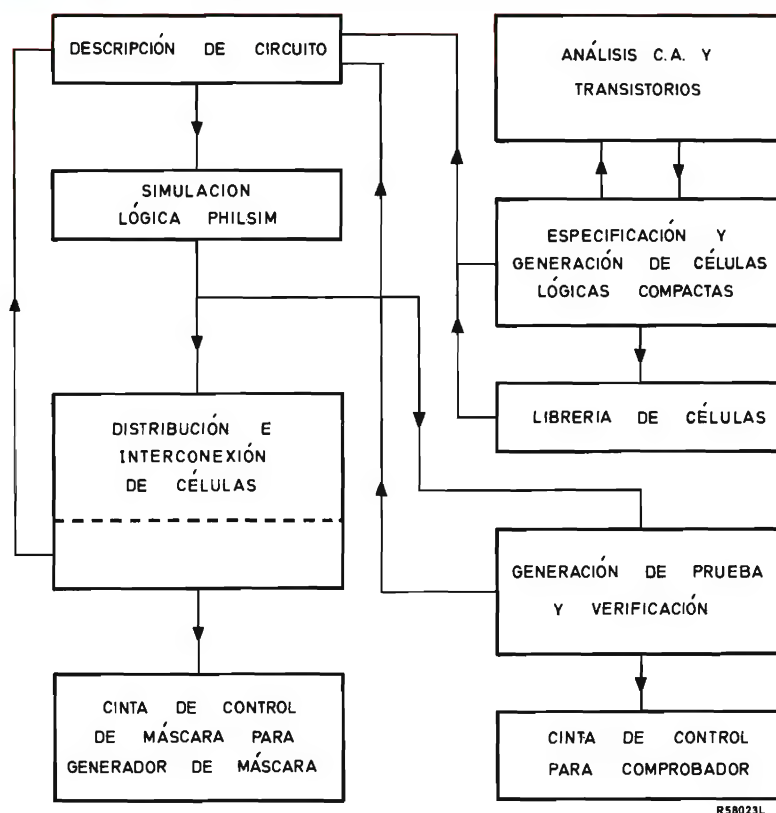


Figura 23. Esquema de diseño por ordenador.

produce una lista de referencia al mismo tiempo que se indica a qué bloque pertenece una señal. Esta lista ha de ser cuidadosamente comprobada por el diseñador ya que éste es el circuito con el que el ordenador trabajará después.

Para averiguar si el diseño realizará la función prevista, han de aplicarse señales de entrada y comprobar la respuesta. Esto se realiza en el ordenador utilizando un lenguaje de control de simulación (PHILSIM) y el resultado es exactamente igual al que se obtendría con un modelo real con osciloscopio y generadores de impulsos que comprobasen no sólo entradas y salidas sino también las señales internas.

La colocación e interconexión de las células es el siguiente paso en el desarrollo de un circuito lógico compacto. Debido al laborioso proceso de distribución de células, se utiliza el ordenador sólo para una primera aproximación y después el diseñador completa la distribución de las células. El esquema de interconexión de doble capa se determina mediante el ordenador, utilizando un programa llamado INTER y el diseñador obtiene una indicación impresa de la eficiencia del diseño. De

este modo es posible generar un circuito con una densidad de más de 100 funciones puerta por milímetro cuadrado.

Finalmente se produce la cinta de control para las máscaras del circuito. La mayor parte de esta información procede del programa INTER, junto con la del propio diseñador dado que los circuitos deben tener zonas de tensión, protecciones de entrada y a veces elementos que no se realizan en la célula. Estas se codifican en la máscara.

Toda la información está ahora en el mismo nivel y en la misma forma básica. De este modo puede ser convertido en el código necesario para excitar las máquinas que produce automáticamente el circuito.

El problema de comprobación aumenta continuamente en importancia y complejidad. Antes, un pequeño circuito presentaba pocos problemas. Ahora ya no existe la posibilidad de recurrir a una simple tabla de la verdad con circuitos complejos. Por ejemplo, un circuito con 30 señales de entrada y 30 lazos de realimentación interna tales como flip-flops, tiene una tabla de la verdad con una longitud mínima de 2^{60} valores. Si se pudiera

comprobar un valor en 10 ms, serían necesarios 300 años para comprobar toda la tabla. Evidentemente, no todos los valores necesitan comprobación y es en este aspecto que el ordenador resulta muy valioso.

Cuando la fase de diseño lógico ha terminado y puede comprobarse funcionalmente por simulación, se utiliza un programa de verificación, basado en el programa PHILSIM utilizado anteriormente para obtener la cinta de control de comprobación.

Consideraciones del sistema LOC MOS

- retardo de propagación
- inmunidad a ruido
- requisitos de la fuente de alimentación
- disipación de potencia
- características de entrada
- interface a TTL.

Retardo de propagación

La cargabilidad de corriente continua de los circuitos LOC MOS es casi ilimitada. Sin embargo, está limitada por los efectos de retardo de propagación. La variación del retardo de propagación con la capacidad de carga se muestra en la figura 24.

El retardo de propagación está fuertemente influenciado por la tensión de alimentación, como puede verse

en la figura 25.

El retardo de propagación está afectado por la temperatura ambiente, pero menos que en la tecnología TTL. Esto se muestra en la figura 26.

Inmunidad a ruido

La superior inmunidad a ruido de los circuitos LOC MOS es debida a su casi perfecta característica de transferencia, como se muestra en la figura 27.

La buena inmunidad al ruido es típicamente de 45% de la tensión de alimentación. La inmunidad a ruido se expresa por:

$$V_{NL} = V_{IL} \text{ máx} - V_{OL} \text{ máx}$$

$$V_{NH} = V_{OH} \text{ mín} - V_{IH} \text{ mín}$$

La tecnología LOC MOS tiene mayor inmunidad a ruido que cualquier otra familia lógica. Una limitación de la inmunidad a ruido de los circuitos LOC MOS es debida al acoplamiento de fuentes de ruido externas. La cantidad de corriente de ruido requerida para conmutar un dispositivo LOC MOS es muy baja, ya que la impedancia de entrada es elevada.

Requisitos de la fuente de alimentación

La tecnología LOC MOS está especificada para una margen de funcionamiento de V_{DD} de 3 a 15 V. Esto

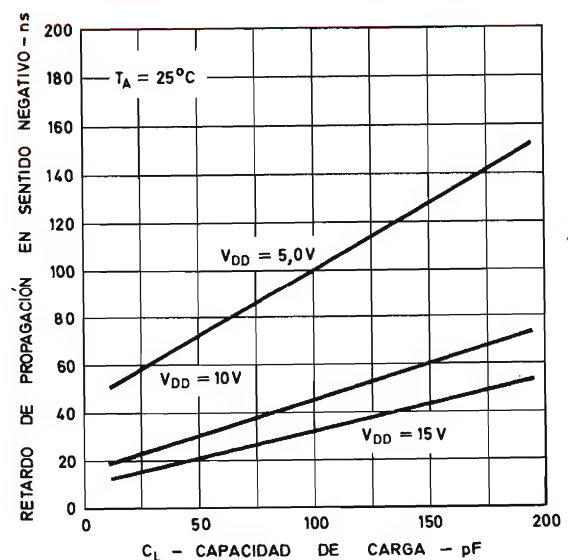
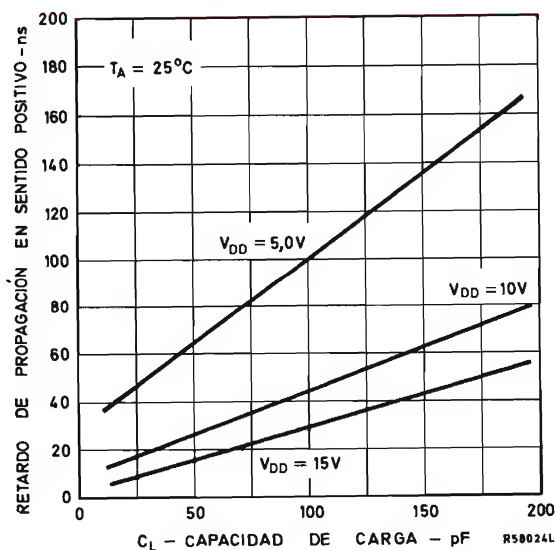


Figura 24. Variación del retardo de propagación en función de la capacidad de carga.

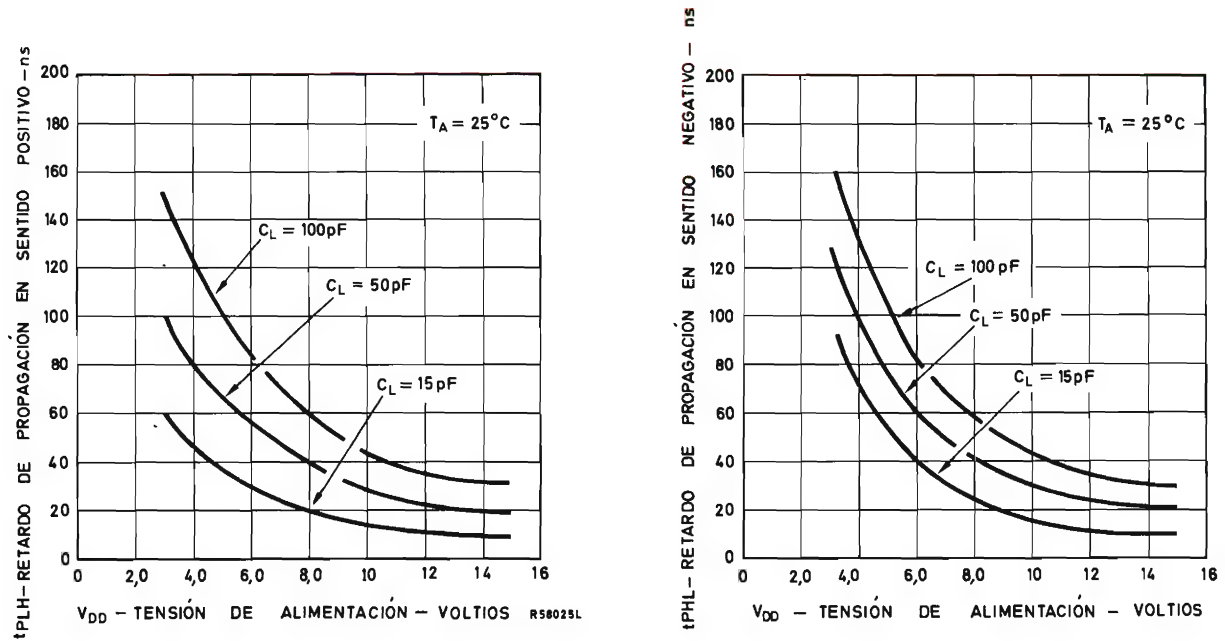


Figura 25. Variación del retardo de propagación en función de la tensión de alimentación.

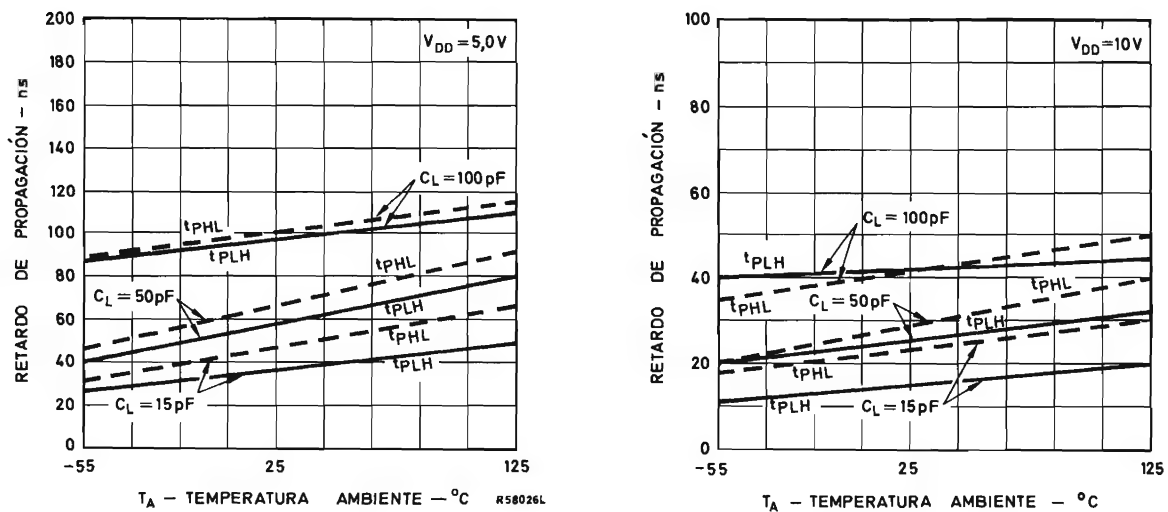


Figura 26. Variación del retardo de propagación en función de la temperatura.

	TTL (ALTO)	TTL (BAJO)	LOCMOS $V_{DD} = 5\text{ V}$	LOCMOS $V_{DD} = 10\text{ V}$
Impedancia de salida típica	100 Ω	10 Ω	400 Ω	200 Ω
Inmunidad a ruido típico	1,5 V	1 V	2,5 V	5 V
Corriente de reposo requerida para inducir ruido	15 mA	100 mA	6,25 mA	25 mA

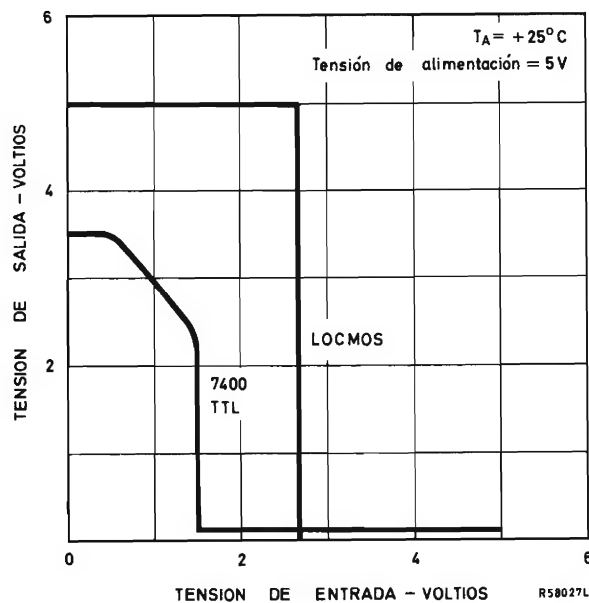


Figura 27. Comparación de las características de transferencia de los circuitos TTL y LOCMOS.

introduce posibilidades de ahorro no disponibles con otras formas lógicas. Los circuitos LOCMOS pueden funcionar con baterías y con fuentes de alimentación no reguladas. La tensión V_{DD} mínima es de 3 V, o mayor cuando se requiere para inmunidad a ruido o retardo de propagación. La tensión V_{DD} máxima es de 1.5 V, o la mínima determinada por disipación de potencia. Ambos valores de V_{DD} mínimo y máximo dependen del interfaz a otras formas lógicas.

Disipación de potencia

La disipación de potencia puede determinarse a partir de:

potencia total = potencia de reposo + potencia del transitorio

La potencia de corriente alterna consta de tres componentes.

1. Carga y descarga de la capacidad interna.
2. Corriente que circula durante la conmutación cuando ambos transistores N y P conducen.
3. Carga y descarga de la capacidad de carga.

La figura 28 muestra la disipación de potencia por puerta en función de la frecuencia de entrada para diferentes tensiones de alimentación.

Los efectos de la capacidad de carga adicional, por encima de lo indicado en las hojas de características, se pueden calcular a partir de:

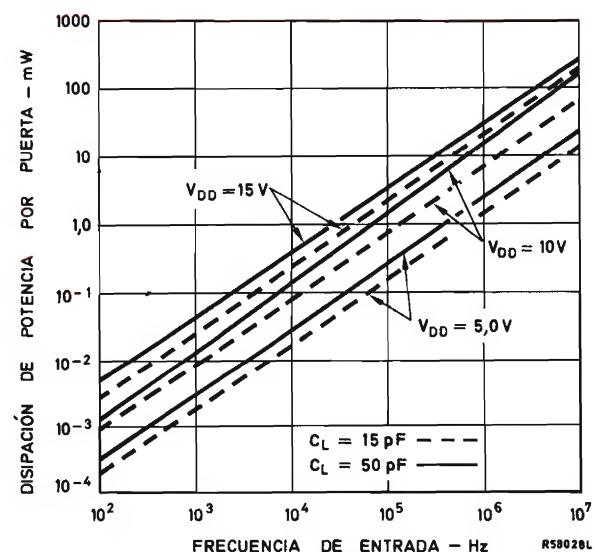


Figura 28. Variación de la disipación de potencia para una puerta típica en función de la frecuencia de alimentación.

potencia de carga = $C_L(V_{DD})^2 f$,
 donde C_L = capacidad externa de carga,
 y f = frecuencia de funcionamiento.

Por consiguiente, la potencia total será:

potencia total = $I_{DD} \cdot V_{DD}$ + disipación transitoria interna (de las hojas de datos) + $C_L(V_{DD})^2 f$.

Interface con TTL

Cuando se acopla a otra familia deben satisfacerse dos condiciones.

1. Los niveles de tensión de entrada para los circuitos LOCMOS deben estar lo más cerca posible de V_{SS} para el estado lógico "0" y de V_{DD} para el estado lógico "1".
2. Las salidas de los circuitos LOCMOS deben ser capaces de excitar la corriente y tensión necesarias del circuito acoplador.

Para lógica TTL normalizada que excita a lógica LOCMOS:

- $V_{IH(mín)}$ para LOCMOS debe ser 3,5 V
- $V_{OH(mín)}$ para TTL normalizada es 3,5 V típicos para $V_{CC} = 5$ V

Por consiguiente, la lógica TTL normalizada excitará directamente a la lógica LOCMOS.

Para lógica CMOS que excita a lógica TTL, todas las salidas LOCMOS dan 400 μ A para 0,4 V en todo el margen de temperatura.

Todas las entradas están protegidas frente a descargas estáticas, como muestra la figura 29.

Debido a la existencia del resistor en serie con los diodos de protección de entrada, puede aplicarse una señal

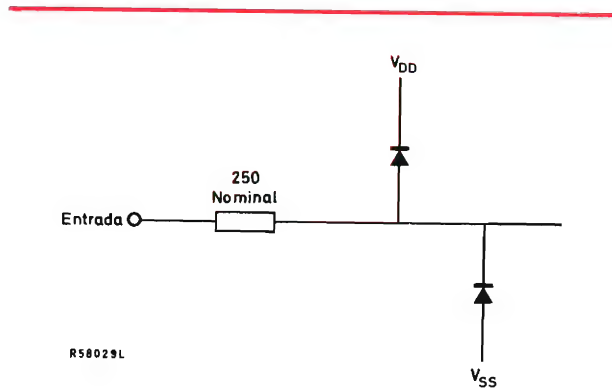


Figura 29. Todas las entradas están protegidas contra descargas estáticas.

de entrada de una fuente de baja impedancia en ausencia de tensión de alimentación sin que se dañen los diodos.

Resumen del LOCMOS

Ventajas del CMOS:

- muy baja potencia
- amplio margen de tensión de alimentación
- elevada inmunidad a ruido.

Además LOCMOS ofrece:

- técnicas LOCOS —elevado rendimiento reproducible—
- circuitos de salida normalizados que simplifican el diseño
- mejor inmunidad a ruido
- menor sensibilidad a cargas capacitivas
- una densidad de encapsulado de puerta doble que la del CMOS convencional
- velocidad más elevada.

DIODOS SUPRESORES DE TRANSITORIOS

En los equipos electrónicos que utilizan semiconductores aparecen sobretensiones de muy corta duración, cuya amplitud puede ser varias veces superior a la tensión nominal; estas sobretensiones pueden provocar no solamente un mal funcionamiento de estos equipos, sino también acarrear la destrucción de los componentes sensibles a las sobretensiones.

El empleo juicioso de diodos supresores de transitorios permite una protección realmente eficaz de los componentes, así como una mejor fiabilidad de los sistemas electrónicos.

Naturaleza y origen de las sobretensiones transitorias

Las sobretensiones transitorias pueden producirse, tanto por la fuente de tensión continua o alterna, como por las conmutaciones de cargas inductivas en los circuitos de carga.

Por ejemplo, en un rectificador que utiliza un transformador y una bobina de filtro (fig. 1), la mayor parte de las sobretensiones transitorias son debidas a las siguientes causas:

- magnetización y desmagnetización del primario del transformador,
- desconexión y variaciones de la carga,
- conmutación de los rectificadores,
- sobretensiones de la alimentación alterna.

Las sobretensiones resultantes de las tres primeras causas son función de las características de los compo-

nentes del rectificador; la última depende de las características de la impedancia de la alimentación alterna que, siendo baja a 50 Hz y más importante a frecuencias elevadas, determina la amplitud de las sobretensiones transitorias.

Por ejemplo, del mismo modo, las causas más frecuentes de sobretensiones transitorias en alimentaciones de corriente continua son las siguientes:

- conmutación de los rectificadores,
- “inestabilidad” o mal funcionamiento de los reguladores,

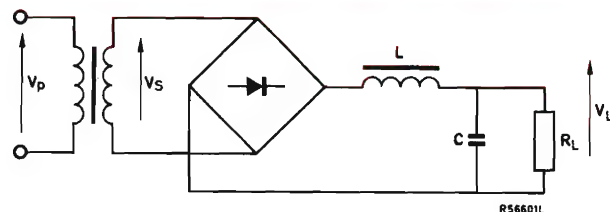


Figura 1.

- conmutación de la carga,
- conmutación de relés y de inductancias.

También en este caso, las tensiones producidas son función de las características de los componentes del rectificador.

La forma, la amplitud, la duración y la naturaleza de las sobretensiones resultan difíciles de observar o incluso de registrar.

Las destrucciones inexplicadas de semiconductores han incitado a ciertos laboratorios de desarrollo a consagrar una parte importante de estudio para obtener un mejor conocimiento de la amplitud, de las formas, de la duración y de la recurrencia de las sobretensiones tanto en fuentes de alimentación alterna como en las de alimentación continua.

En efecto, es necesario recordar que, en el sector entre fase y neutro, se pueden observar tensiones superiores a 1 kV, en las que las tensiones transitorias pueden alcanzar 650 V.

En el campo industrial, impulsos de 400 V se producen dos veces al día por término medio e, impulsos de 200 V al menos 500 veces al día, que se superponen a la tensión de la red.

En el campo aeronáutico, sobre los 28 V de continua, la conmutación de relés provoca sobretensiones superiores a 1 kV; la conmutación de cargas puede producir impulsos de 100 a 120 V que pueden durar hasta 50 ms.

Supresión de sobretensiones transitorias

El supresor ideal de sobretensiones transitorias debe presentar las características siguientes:

- funcionamiento instantáneo,
- estado inicial inmediato después del funcionamiento,
- consumo nulo,
- ningún ruido residual,
- peso y tamaño reducidos,
- bajo precio.

Por consiguiente, se pueden utilizar ventajosamente diodos supresores de transitorios en un montaje en serie o en paralelo en lugar de filtros con componentes pasivos.

Supresión de transitorios con montaje en serie

La impedancia de un supresor de transitorios montado en serie difiere de una débil resistencia, en las condiciones normales de funcionamiento, por tener una resistencia muy elevada cuando se produce un impulso de

tensión. Habitualmente, se utiliza un transistor en serie con la carga, polarizado de modo que esté en saturación en las condiciones normales de trabajo.

Cuando aparece una sobretensión, el transistor tiende a bloquearse; así, la tensión en bornes de la carga resulta limitada.

La supresión de transitorios en serie presenta varios inconvenientes: el supresor debe poder soportar la sobretensión y, si no está completamente en saturación, se disipa una potencia elevada. Del mismo modo, la caída de tensión en bornes del supresor en serie crea unas pérdidas que, en el caso de corriente elevada, pueden hacerse importantes y plantear problemas de refrigeración.

Supresión de transitorios con montaje en paralelo

El montaje en paralelo del supresor de transitorios tiene la ventaja de no crear pérdidas en funcionamiento normal, puesto que pasa a conducción casi instantánea sólo por encima de un cierto nivel de tensión. Cuando aparece un transitorio que sobrepasa este nivel, el supresor se comporta como una débil impedancia en paralelo con la carga y, de este modo, limita la sobretensión a un valor aceptable.

Durante la duración de la sobretensión, la corriente a través del supresor es muy importante a causa de su baja impedancia, y a pesar de esto se disipa una energía muy elevada. No obstante, la potencia media permanece débil y no plantea problemas especiales de refrigeración.

El empleo de diodos supresores de transitorios constituye una excelente solución a los problemas de supresión; de este modo la utilización de diodos del tipo BZW86 permite la supresión de sobretensiones transitorias de hasta 13 kW para impulsos de tensión que duren un milisegundo o de hasta 30 kW para 100 μ s.

La figura 2 representa el montaje en paralelo de un

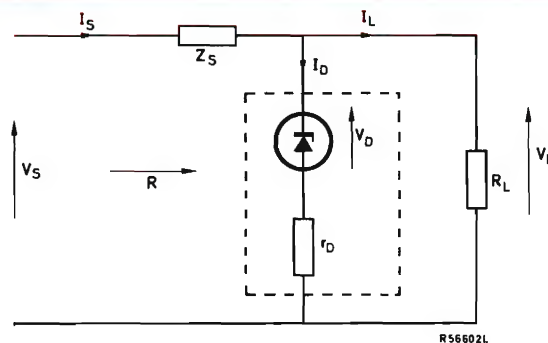


Figura 2.

diodo supresor que no conduce en funcionamiento normal y, por consiguiente, no disipa potencia alguna. En cambio, cuando se produce una sobretensión transitoria, el diodo supresor conduce y limita la tensión en los bornes de la carga a un valor aceptable.

Algunas definiciones

En la figura 3 se encuentran los símbolos utilizados en la curva corriente-tensión de los diodos supresores de transitorios. La característica directa es la de un diodo normal, mientras que la característica inversa presenta un codo muy agudo de la tensión de avalancha $V_{(BR)R}$. La tensión V_R , llamada "tensión de reposo", es por definición un 10% menor que la tensión $V_{(BR)R}$ mínima.

Una corriente de fuga máxima está garantizada para esta tensión de reposo V_R .

Para una tensión de alimentación nominal dada, es necesario elegir un diodo supresor cuya tensión de reposo sea igual o superior al valor máximo que puede alcanzar la tensión de alimentación.

En estas condiciones, el diodo es atravesado por una corriente de fuga que corresponde a una potencia disipada despreciable.

Cuando se alcanza la corriente de avalancha, la corriente del diodo supresor crece muy rápidamente. Para un crecimiento importante de corriente (hasta I_{RSM}), la tensión en bornes del diodo crece hasta la tensión de supresión $V_{(CL)R}$ que es inferior a $2 V_R$. La potencia disipada en el diodo es igual a:

$$V_{(CL)R} \times I_{RSM}$$

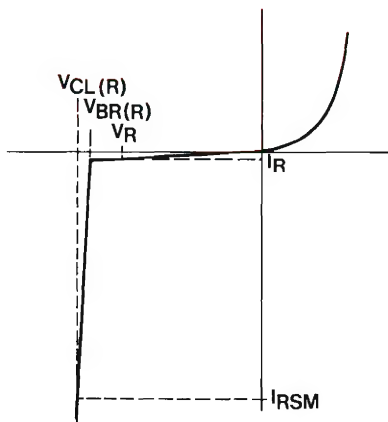


Figura 3.

El diodo debe elegirse de manera que no sobrepase los valores límite.

Características y valores límite

Durante una sobretensión transitoria, la tensión en los bornes del diodo depende a la vez de la corriente que lo atraviesa y su duración.

Las curvas de características muestran que la corriente inversa de pico no recurrente determina la tensión de supresión para diferentes duraciones y formas (exponencial y rectangular) de la sobretensión.

Por ejemplo, en el caso del BZW91-11 (figura 4), con una corriente $I_{RSM} = 100$ A, la tensión $V_{(CL)R}$ alcanza:

- 17,8 V después de un impulso rectangular de 10 μ s,
- 18,5 V después de un impulso rectangular de 100 μ s,
- 21,2 V después de un impulso rectangular de 1 ms.

Puesto que la potencia disipada es igual a $V_{(CL)R} \times I_{RSM}$, la corriente máxima permitida decrece al aumentar la duración del impulso.

Si se conoce la corriente I_{RSM} , las curvas de características permiten determinar directamente la tensión de supresión para diferentes duraciones y formas de la sobretensión.

En la figura 4, es fácil interpolar las curvas intermedias a partir del eje $V_{(CL)R}$.

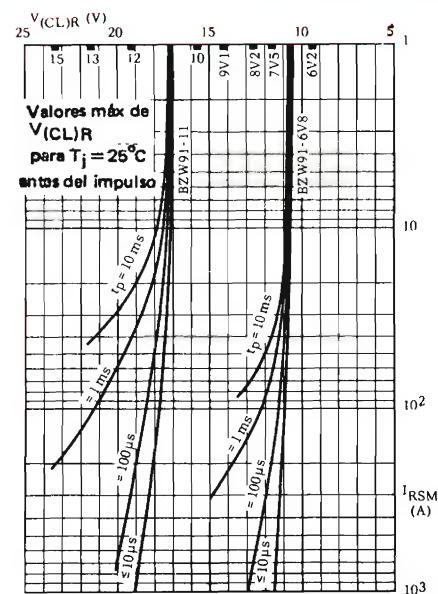


Figura 4.

Potencia máxima

En la mayoría de los casos, las sobretensiones transitorias se producen al azar, su duración con respecto a su repetición es corta y, en estas condiciones, se puede considerar el fenómeno como no recurrente.

En la curva de la figura 5, se puede determinar la potencia máxima permitida, en función de la duración de la sobretensión, para diferentes temperaturas de unión

y para diferentes formas de impulsos (rectangulares y exponenciales).

Tipo	Sufijo $V_R(V)$	Cápsula	Potencia admisible
BZW 70	5,6 a 62	SOD-18	400 W
BZW 93	5,6 a 62	DO-4	400 W
BZW 91	5,6 a 62	DO-5	5 kW
BZW 86	7,5 a 62	DO-30	13 kW

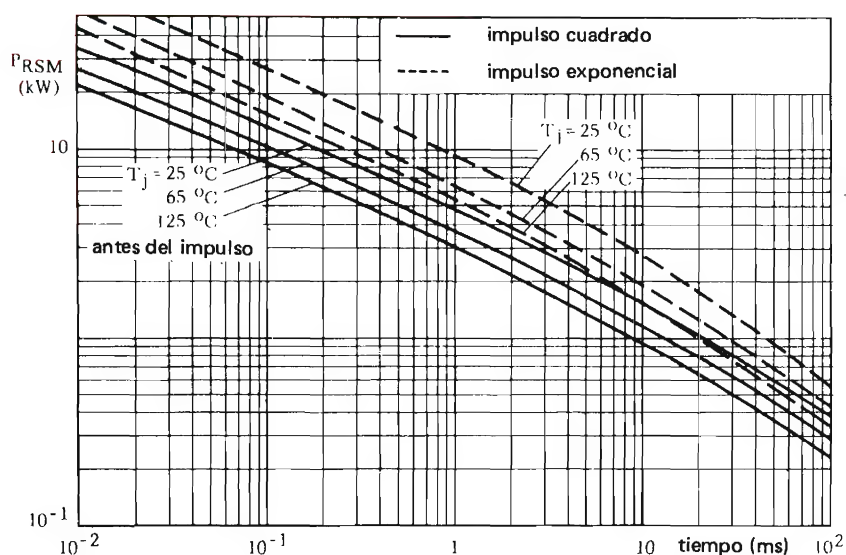


Figura 5.

RADIOMETRIA, FOTOMETRIA Y DISPOSITIVOS DE OPTOELECTRONICA

Se estudian las unidades radiométricas y fotométricas referidas a su empleo en las especificaciones de dispositivos de optoelectrónica. Se explican métodos para interpretar los datos radiométricos en términos fotométricos (y viceversa), y se dan factores para la conversión de las distintas unidades fotométricas, todavía de uso corriente, en las correspondientes unidades del S.I. (Sistema Internacional). La interpretación de los datos publicados para dispositivos de optoelectrónica se ilustra con ejemplos cuantitativos. Finalmente, en un apéndice se describen las características de algunas fuentes luminosas usuales.

Si ha estado usted recientemente implicado con dispositivos optoelectrónicos modernos, puede haberse desanimado debido a la gran variedad de términos y, en particular, de unidades de medición que se encuentran. Algunos fabricantes, a primera vista, presentan sus datos de modo que parece imposible adaptarlos a la aplicación deseada. Incluso puede que no sea posible hacer comparaciones directas entre los productos de un fabricante y los de otro, debido a que los datos están presentados en diferentes unidades.

La solución puede consistir en obtener muestras y retirarse a un cuarto oscuro y efectuar ensayos para ver como responden. Lo malo de esto como método de diseño es que se pierde mucho tiempo —se necesita tiempo para obtener las muestras y tiempo para evaluarlas—. Así mismo, no hay modo seguro de calcular el rendimiento que puede ser como 5:1, a no ser que puedan obtenerse muestras límite.

El objetivo de este artículo es demostrar que, de hecho, la mayor parte de los datos publicados pueden ser manipulados para adaptarse a la mayoría de casos de aplicación y que se puede comenzar el diseño cuantitativo sin cámara oscura. Los métodos indicados no son nuevos ni únicos, pero, en conjunto permiten obtener

una buena correlación entre cálculo y experimento. Al presentarlos deseamos ayudar a aquellos que se encuentran por primera vez ante la optoelectrónica y ahorrar el tiempo que pueda emplearse comparando las mismas informaciones.

A pesar de su aparente variedad, actualmente hay sólo dos tipos de unidades que se encuentran en las características de dispositivos, aparte de las características eléctricas. Estas son las unidades radiométricas y las unidades fotométricas. Las unidades radiométricas son objetivas: describen las propiedades físicas de radiación, sólo radiación. Las unidades fotométricas son subjetivas: describen el efecto de la radiación en el ojo. Los dos tipos de unidades son adecuados en su lugar. Si se utiliza un LED (diodo emisor de luz) para estimular un fotodetector, el sistema puede utilizarse como fotoacoplador, como barrera de haz luminoso para la detección de objetos o como lector de cinta o de tarjeta perforada. El rendimiento de tal sistema puede describirse con exactitud en términos de unidades radiométricas. Por el contrario, si se utiliza un LED como lámpara de panel de mandos o en un dispositivo de visualización, donde el criterio es la visibilidad, las unidades fotométricas, que están normalizadas al ojo, son la medida de rendimiento más conve-

nientes.

Desafortunadamente, este cuadro aparentemente sencillo se complica por el hecho de haber unidades de tres sistemas (f.p.s., c.g.s. y M.K.S. o S.I.) de uso corriente.

Unidades radiométricas

El espectro de la radiación electromagnética se extiende desde las ondas de radio de muy baja frecuencia (V.L.F.) y de algunos kilómetros de longitud de onda en un extremo, hasta los rayos X, gamma y cósmicos en el otro. Entre ambos extremos se encuentra una región cuyas ondas producen sensaciones en los seres humanos —principalmente calor—. Una región muy pequeña (menos de una octava) contiene ondas que estimulan el ojo. La región de longitudes de onda próximas a la región visible está representada en la figura 1. Esta figura también indica la frecuencia de las distintas ondas y los términos generalmente utilizados para describirlas.

Aparte de la longitud de onda o frecuencia, la propiedad más importante de la radiación es la velocidad con la cual transporta energía. La potencia de una fuente luminosa es una medida de la velocidad con la cual emite energía. La densidad de potencia en una superficie dada es la velocidad a la cual la energía disminuye o pasa a través de la superficie. La potencia, por lo menos en este campo, se expresa casi invariablemente en vatios, o en los habituales múltiplos o submúltiplos. Sin embargo, en algunas ramas de la tecnología que se ocupan de muy bajas densidades de potencia, se utiliza a veces la unidad ergio por segundo, $1 \text{ W} = 10^7 \text{ erg/s}$. Estos términos pueden aplicarse a todas las radiaciones de cualquier longitud de onda. Las variantes que se encuentran son las de la unidad de superficie utilizada.

Internacionalmente, las unidades radiométricas son las unidades del S.I. En radiometría y particularmente en fotometría, las unidades del S.I. (Sistema Internacional) son ahora las menos confusas y, por consiguiente, las más fáciles de utilizar.

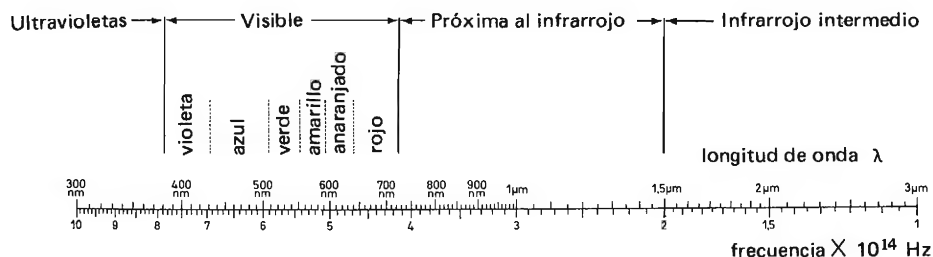


Figura 1. Relaciones longitud de onda/frecuencia desde el ultravioleta al infrarrojo intermedio.

Tabla 1. Unidades radiométricas S.I. (Sistema Internacional).

<i>magnitud</i>	<i>símbolo</i>	<i>unidades S.I. básicas o derivadas</i>	<i>observaciones</i>
Energía radiante	Q, (W, U)	J	
Flujo radiante 1	Φ, P	W	anteriormente emitancia radiante
Potencia radiante 1			
Intensidad radiante	I	W/sr	
Radiancia	L	W/srm ²	
Exitancia radiante	M	W/m ²	
Irradiancia	E	W/m ²	

*Nota: Se añade frecuentemente un subíndice "e" al símbolo para indicar que se refiere a la radiación en general, tanto visible como no visible.

Las unidades del S.I. para la medición de la energía radiante están indicadas en la tabla 1. La mayoría de los términos son autoexplicativos, pero algunas notas pueden ser útiles. La *irradiancia* se conoce también como densidad de flujo radiante y representa la medida de la densidad de potencia de la radiación en o a través de una superficie. La *exitancia radiante*, llamada anteriormente emitancia radiante, es la densidad de potencia radiante de una superficie radiante. La *radiancia* es la *intensidad radiante* de una superficie extensa observada oblicuamente.

El concepto de radiancia merece cierta explicación ya que su equivalente fotométrico, la *luminancia*, es una medida importante del rendimiento de la fuente. Si la radiación emana de una superficie extensa A , una placa metálica caliente por ejemplo, la intensidad radiante I en cualquier dirección dada será la suma de las intensidades radiantes de todos los elementos de la superficie. Considérese ahora una pequeña parte de la superficie radiante, ΔA , observada desde una distancia grande en comparación con las dimensiones de ΔA . Supongamos que la línea de observación forma un ángulo θ con la normal a ΔA . La superficie radiante observada $\Delta A'$ dependerá de θ ; $\Delta A' = \Delta A \cos \theta$. Y la intensidad radiante observada por unidad de área, la *radiancia* será ΔI , la intensidad radiante de ΔA dividida por el área aparente. Así, la radiancia de ΔA desde el punto de observación es

$$L = \Delta I / \Delta A \cos \theta.$$

Esta situación se ilustra en la figura 2.

Es interesante observar que si el tipo de radiación de A es circular, como lo sería si A fuera una superficie

mate o difusa, entonces

$$\Delta I_\theta = \Delta I_o \cos \theta$$

siendo ΔI_θ la intensidad radiante en la dirección θ a partir de la normal, e ΔI_o la intensidad radiante normal a ΔA . Entonces, la radiancia en una dirección θ es:

$$L = \frac{\Delta I_\theta}{\Delta A'} = \frac{\Delta I_o \cos \theta}{\Delta A \cos \theta} = \frac{\Delta I_o}{\Delta A}$$

que es una constante para la superficie o fuente de radiación. Si la fuente fuera un chip de LED sin lente utilizado en un dispositivo de visualización, su brillo aparente (o, más correctamente, su luminancia) sería independiente del ángulo de mira. Esta es una expresión de la ley de Lambert.

Unidades fotométricas

Lo importante de un objeto luminoso es su visibilidad y si su radiación reflejada por otro objeto es de suficiente intensidad o no para permitir que este objeto sea visto. La visibilidad depende del ojo y una medida subjetiva de la misma era requerida por los arquitectos, ingenieros luminotécnicos y otros interesados en alumbrado y en representaciones visuales. La medida del efecto subjetivo de la luz en el ojo se llama fotometría, y es en este campo donde hay la máxima variedad de unidades y por consiguiente, la máxima confusión.

La primera unidad utilizada para describir la salida de una fuente luminosa fue la bujía. Las bujías de tamaño, peso y composición normalizadas, ardiendo a una velocidad fijada sirvieron como patrones reproducibles para calibración. Las unidades fotométricas del S.I. se basan en la radiación de un cuerpo negro a una temperatura igual a la del punto de fusión del platino. Examinemos primero las unidades del S.I. y a continuación las muchas otras unidades que se encuentran, con sus factores de conversión.

El valor de la sensación producida cuando el ojo recibe la luz depende de la potencia, la irradiancia de la retina. El equivalente fotométrico de la irradiancia es la *iluminancia*, que se expresa en lúmen/m². Así la medida fotométrica de la potencia luminosa es el *lúmen*, que es una medida del flujo luminoso total y es análogo al vatio como medida del flujo total de potencia.

El valor de la sensación (lúmenes) para una determinada potencia (vatios) depende de la longitud de onda de la luz, y por consiguiente de su color. La función varía de una persona a otra, pero un buen promedio es el observador normal según la C.I.E. (Comisión Internacio-

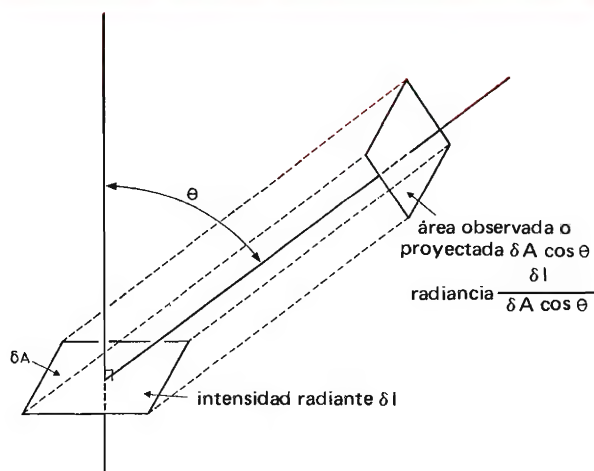


Figura 2. Radiancia; θ es el ángulo de mira.

nal de l'Eclairage) (fig. 3). Esta puede considerarse como la función de transferencia del "ojo patrón" e indica el número de lúmenes (es decir la cantidad de sensación visual) producidos por un vatio de potencia luminosa que incide en el ojo en función de la longitud de onda dada.

La capacidad de una fuente para emitir luz puede definirse en términos del flujo total producido. La unidad antigua, la bujía, fue sustituida en 1948 por una nueva unidad internacional, la candela (1 candela = 0,981 de potencia de una bujía): una fuente de una candela emite 4π lúmenes. Así, el lumen es el flujo emi-

tido en un ángulo sólido de un esterrradián por una fuente isótropa de una candela. La intensidad de iluminación se llama *iluminancia* y su unidad (1 lumen/m^2) se llama un lux; es la intensidad alcanzada en una superficie situada a un metro de una fuente de una candela. En la tabla 2 se da una lista de las unidades fotométricas del S.I.

Las unidades fotométricas sólo pueden utilizarse en la medición de intensidades de luz visible y, cuando se usan no debe olvidarse que la medida está referida al ojo. El efecto de la luz de un valor fotométrico dado en el detector cuya sensibilidad espectral es diferente de la del ojo dependerá del espectro de la fuente y es posible que no esté relacionado con su potencia de luz visible. (El término "luz", se utiliza corrientemente para referirse a radiación electromagnética sin tener en cuenta la longitud de onda. Aquí utilizaremos "luz visible" donde sea apropiado para evitar confusiones.)

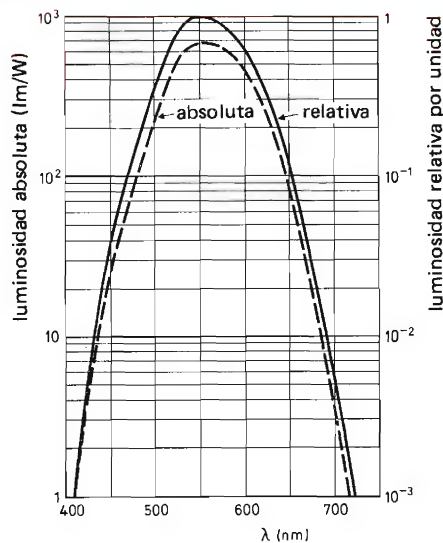


Figura 3. Característica de transferencia del "ojo patrón" acordada internacionalmente. La sensibilidad pico es de 680 lm/W a 555 nm.

Otras unidades fotométricas

Son todavía de uso corriente cierto número de unidades fotométricas basadas en sistemas de unidades más antiguos. Todas ellas están relacionadas con la candela (a menudo llamada bujía, a pesar de no estar basada en el patrón antiguo):

1 candela/cm ² (= 4π lúmen/cm ²)	es un stilb
$1/\pi$ candela/cm ² (= 4 lúmen/cm ²)	es un lambert
1 candela/m ² (= 4π lux)	es un nit
$1/\pi$ candela/m ²	es un apostilb
$1/\pi$ candela/pie ²	es un lambert-pie

Tabla 2. Unidades fotométricas del S.I.

magnitud	símbolo	unidades S.I.		observaciones
		básicas o derivadas	múltiplos y submúltiplos recomendados	
intensidad luminosa	I	cd (candela)		
flujo luminoso	Φ	lm (lúmen)		
cantidad de luz	Q	lm.s		
luminancia	L	cd/m ²	cd/cm ²	1 cd/cm ² = 1 nit
exitancia luminosa	M	lm/m ²		antiguamente emitancia luminosa
iluminancia	E	lx (lux)		antiguamente iluminación

*Nota: Frecuentemente se añade un subíndice "v" al símbolo para indicar que se refiere a radiación visible.

El lambert-pie es el utilizado más corrientemente en EE.UU. La deducción de estas unidades es obvia y no necesita mayor discusión; los factores de conversión entre sí y en unidades del S.I. de la tabla 2 se dan en las tablas 3 y 4.

Conversión de unidades fotométricas a unidades radiométricas

Ya que las unidades fotométricas se aplican únicamente a la luz visible y están relacionadas con el ojo, pueden ser convertidas en las unidades radiométricas equivalentes con la ayuda de la curva normalizada dada en la figura 3. Así, a una longitud de onda de 555 nm, en la cual la curva alcanza su cresta, un vatio de energía radiante producirá 680 lúmenes, o un lúmen requiere

En ambas expresiones, $\delta(\lambda)$ es la respuesta de observador medio que se deduce de la figura 3.

Especificaciones de los dispositivos optoelectrónicos

¿Cómo nos ayuda todo esto a interpretar y utilizar las características publicadas por los fabricantes? Esto depende de como están caracterizados los dispositivos y de como están presentados los datos. Es obvio que el modo ideal de especificar el funcionamiento de un fotodetector sería determinar su curva de respuesta espectral relativa, como en la figura 4, y especificar entonces su respuesta efectiva (en unidades radiométricas) para determinada longitud de onda dentro del margen de respuesta espectral. Por distintas razones, esto se hace rara vez. Generalmente se determina la curva de respuesta relativa y des-

Tabla 3. Factores de conversión de unidades de luminancia.

<i>I</i>	<i>stilb</i>	<i>cd/pie²</i>	<i>lambert</i>	<i>lambert-pie</i>	<i>apostilb</i>	
igual a	10 ⁴	10,76	3,183 × 10 ³	3,426	0,3183	nit (cd/m ²)

Tabla 4. Factores de conversión de unidades de luminancia.

<i>I</i>	<i>fot (lm/cm²)</i>	<i>candela-pie (lm/pie²)</i>	
igual a	10 ⁴	1,076 × 10 ⁻³	lux (lm/m ²)

1/680 = 0,00147 W de potencia radiante. Si la radiación no es de una sola longitud de onda o color (es decir, no es monocromática) sino que abarca el intervalo entre dos longitudes de onda λ_1 y λ_2 , la conversión de unidades fotométricas a unidades radiométricas requiere una integración:

$$P = k \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} I_v(\lambda) \cdot \delta(\lambda) d\lambda \quad (1)$$

siendo P la potencia de radiación equivalente, I_v la intensidad fotométrica en lúmenes y k la constante de proporcionalidad 0,00147 W/lúmen. Una integral similar puede utilizarse para convertir unidades radiométricas en unidades fotométricas:

$$I_o = \frac{1}{k} \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} P(\lambda) \cdot \delta(\lambda) d\lambda \quad (2)$$

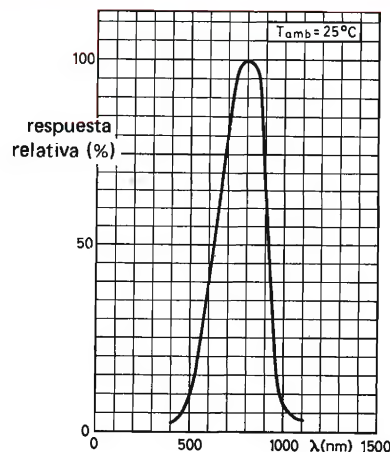


Figura 4. Respuesta espectral de fototransistor BPX72.

pués se mide la respuesta del fotodetector a una fuente luminosa de banda ancha.

En la práctica, los fotodetectores están especificados tanto en unidades radiométricas como fotométricas. En ambos casos, también se especifica el tipo de fuente luminosa con la cual se hizo la medición; generalmente es una lámpara de filamento tungsteno trabajando a una temperatura de 2800 K. Si la especificación está en términos de unidades radiométricas, la potencia indicada es generalmente la radiación total que incide en el detector desde la lámpara. Si se utilizan unidades fotométricas, la interpretación es algo más compleja: el nivel de iluminación (el lux) se normaliza a la respuesta normalizada C.I.E.; la respuesta correspondiente del fotodetector es la radiación, dentro de la sensibilidad espectral del fotodetector que acompaña a dicho nivel de iluminación de una lámpara con la distribución espectral indicada.

Así, después de la determinación de su respuesta espectral, un detector se expone a una lámpara de filamento de tungsteno y su salida se indica en términos de irradiancia o iluminancia de la lámpara. En la práctica europea, la lámpara corresponde frecuentemente al Iluminante Normalizado A de IEC 306, cuya respuesta espectral relativa se da en figura 5; también se utilizan otras fuentes a 2854 K y 2700 K. Por lo menos este método de especificación es muy fácil de reproducir. Se puede iluminar un detector desde una distancia adecuada por medio de una lámpara de potencia y temperatura de color conocidas y medir la respuesta resultante.

Para ambos métodos de especificación, la situación es la indicada en la figura 6, donde la respuesta espectral de un fototransistor de silicio se compara con la emisión espectral de la lámpara utilizada para calibrado con la curva normalizada C.I.E. Prescindiendo de si el detector (fototransistor) está calibrado en unidades radiométricas o fotométricas, su respuesta puede escribirse en la forma

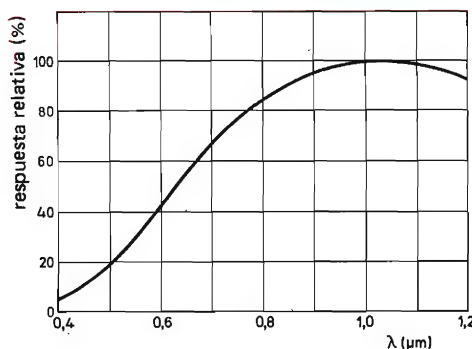


Figura 5. La emisión espectral del iluminante normalizado A de la IEC, que tiene una temperatura de color de 2855,6 K.

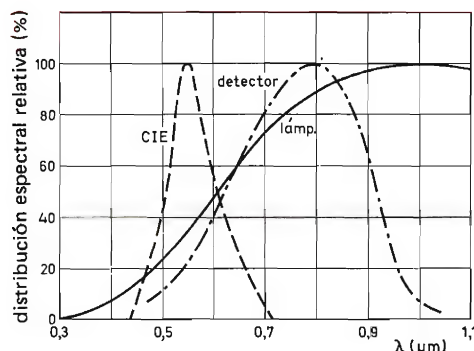


Figura 6. Cuando un fotodetector está especificado en unidades fotométricas, el "brillo" de la lámpara (luminancia) se mide por su efecto sobre el detector correspondiente al "ojo normalizado" C.I.E. y se determina el efecto de la radiación total de la lámpara, correspondiente al brillo medido para el detector en cuestión. En esta figura, el detector tiene la respuesta espectral de un fototransistor BPX72, y la temperatura de color de la lámpara es 2860 K.

de integrales, dadas anteriormente para la conversión de unidades, es decir:

$$R_d = \int R_s(\lambda) S_d(\lambda) d\lambda \quad (3)$$

donde R_d es el flujo efectivo en el detector (es decir, el flujo para la longitud de onda de la respuesta de pico que dará la misma respuesta del detector), R_s es la emisión espectral de la fuente (lámpara) en la longitud de onda λ , y S_d es la respuesta del detector en la longitud de onda λ . Esta integral puede evaluarse gráficamente si se conoce la respuesta del detector y la distribución de energía de la lámpara. Desgraciadamente, las especificaciones de la lámpara tienden, naturalmente, a ocuparse más del brillo de la lámpara que de la efectividad como fuente de radiación.

La integral de la ecuación (3) puede escribirse más convenientemente en términos de la densidad de flujo (irradiancia) en el detector:

$$I_d = \int I_s(\lambda) \cdot S_d(\lambda) d\lambda \quad (4)$$

donde I_d es la irradiancia efectiva vista por el detector, e I_s la irradiancia efectiva en el detector debida a la fuente. Esta integración puede resolverse gráficamente.

Trabajo con los datos publicados

Veamos ahora como se especifican e interpretan los datos que nos proporcionan los fabricantes de dispositivos optoelectrónicos.

Fotodetectores

Para fines de diseño, es conveniente presentar las soluciones generales de la ecuación (4) en forma de dos curvas que, juntas permitan la manipulación de los datos publicados en unidades fotométricas y radiométricas. Un ejemplo de las primeras viene dado en la figura 7. Esta figura muestra un gráfico de la irradiancia efectiva expresada en forma de porcentaje:

$$100 \frac{I_d}{\int_0^\infty I_s(\lambda) d\lambda} ;$$

es decir, la relación entre la irradiancia total del detector para la fuente y la irradiancia efectiva vista por el detector, trazada en función de la temperatura de color para una lámpara de filamento de tungsteno.

La curva de la figura 7 puede utilizarse del siguiente modo. Según los datos publicados para el fototransistor BPX72, un dispositivo típico dejará pasar 3 mA al ser irradiado en un nivel de 12 mW/cm² ($\hat{=}$ 2500 lx) por una lámpara de temperatura de color 2854 K. Según la figura 7, el porcentaje de esta radiación efectiva en el BPX72 es el 23%. Así el BPX72 ve efectivamente $12 \times 0,23 = 2,76$ mW/cm². Ahora bien, ya que la irradiancia efectiva del BPX72, deducida de la figura 7 puede ser considerada como la irradiancia monocromática a 800 nm (donde está la cresta de respuesta espectral), la sensibilidad del BPX72 a 800 nm es:

$$3 \text{ mA} / 2,76 \text{ mW/cm}^2 = 1,09 \text{ mA/mW/cm}^2$$

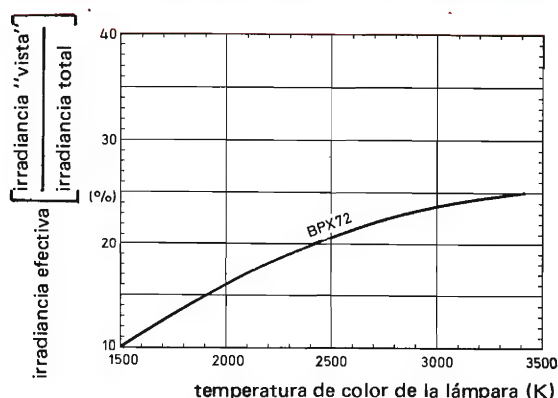


Figura 7. Curva que da el porcentaje de efectividad de una lámpara de filamento de tungsteno en un fototransistor BPX72, en función de la temperatura de color de la lámpara. Esta es una "curva de salida esférica media". Las lámparas no son fuentes isotropas.

para un dispositivo típico. Este valor combinado con la curva de respuesta espectral relativa publicada en los datos, permite calcular la sensibilidad del dispositivo para otra radiación de banda estrecha (de un LED, por ejemplo).

La segunda curva requerida cuando las especificaciones de la lámpara o las del detector están indicadas sólo en términos de unidades fotométricas es la $I_d(\Phi)$, la irradiancia del detector en función de la iluminación. En la figura 8 está representada $I_d(\Phi)$, en mW/cm²/1000 lx respecto a la temperatura de color de la lámpara. (Esta curva es un promedio deducido de una gran cantidad de datos publicados para lámparas de filamento de tungsteno; las lámparas reales pueden variar en un 10% con respecto a la curva media dada.) Así, con una iluminación de 1000 lx de una lámpara a 2850 K, la irradiancia total es aproximadamente 5 mW/cm². (En los datos del BPX72 publicados, la irradiancia total para 1000 lx de una lámpara a 2854 K es de 4,75 mW/cm².) Esto debe multiplicarse por la cifra de eficiencia para el dispositivo (que se obtiene de la figura 7 para el BPX72) para obtener la irradiancia efectiva vista por el detector.

Diodos emisores de luz

El diodo emisor de luz (LED) es una fuente de espectro estrecho. Si emite luz no visible (generalmente infrarroja) el fabricante dará la curva de emisión espectral relativa y la potencia total de salida en función de la corriente. Ya que el espectro es bastante simétrico y estrecho comparado con el de la mayoría de los detectores,

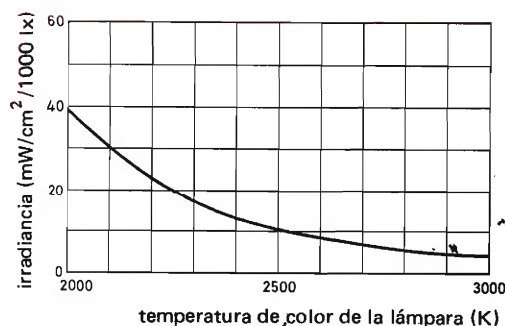


Figura 8. Potencia total radiada por una lámpara de filamento de tungsteno para un brillo de 1000 lx, en función de la temperatura de color de la lámpara. Dos temperaturas de color de lámparas de prueba de uso corriente son 2700 K y 2854 K, correspondientes a 7,6 mW/cm²/1000 lx y 4,75 mW/cm²/1000 lx respectivamente.

puede ser considerado monocromático y la respuesta relativa del detector en la longitud de onda de la cresta del LED puede ser utilizada en los cálculos sin error significativo.

Cuando el LED emite luz visible, el fabricante invariablemente expresa su salida fotométricamente. Si el LED ha de ser utilizado en un indicador visual, esto no plantea ningún problema, ya que se requiere una medida relacionada con el ojo. Sin embargo, si ha de ser utilizado como un fotodetector, los datos fotométricos deben convertirse en datos radiométricos para fines de diseño. Esto es necesario porque el espectro del LED será diferente del de la fuente con la cual fue caracterizado el detector, incluso si los datos del detector están dados en unidades fotométricas.

La conversión de los datos para un LED visible de unidades fotométricas a radiométricas es prácticamente directa. La potencia del LED como fuente se indicará en candelas o milicandelas (mcd) sobre un eje. (Recuérdese que algunos LED están equipados con una lente o tienen una determinada respuesta direccional; para una respuesta en una dirección que no corresponde con el eje, utilizar la salida correspondiente del diagrama polar en la dirección requerida). Convertir esta intensidad luminosa en lm/m^2 en el detector. Utilizando la figura 3 y tomando la longitud de onda de cresta del LED como longitud de onda monocromática de salida, convertirla en W/m^2 . Una vez obtenida esta cifra, proceder como para un LED especificado en unidades radiométricas.

De este modo tenemos todos los datos que necesitamos para el diseño cuantitativo utilizando fotodetectores (fototransistores, fotodiodos, células CdS, etc.) con lámparas de filamento de tungsteno, LEDs, o de hecho, con cualquier fuente luminosa de la cual conozcamos la emisión espectral en términos absolutos.

Cálculo de la respuesta del fotodetector

Para ilustrar los principios que se han discutido hasta aquí, se dan algunos ejemplos elementales de diseño.

Respuesta a una lámpara de filamento de tungsteno

Se ilumina un fototransistor BPX72 sobre su eje, con una lámpara de filamento de tungsteno de 100 W y temperatura de color de 2700 K, a una distancia de 0,5 m. Con esta información se puede calcular la irradiancia del BPX72:

$$I = \frac{P_r}{4\pi r^2},$$

donde P_r es la potencia radiada de la lámpara y r es la distancia en metros de la lámpara al detector. Si la eficiencia radiante de la lámpara es del 80%, entonces la irradiancia del detector será:

$$I = \frac{0,8 \times 100}{4\pi \times 0,5^2} = 25,5 \text{ W/m}^2 = 2,55 \text{ mW/cm}^2.$$

Según la figura 9, la irradiancia efectiva de un BPX72 es del 21% para una lámpara de 2700 K, de modo que la irradiancia vista es $2,55 \times 0,21 = 0,54 \text{ mW/cm}^2$. La sensibilidad de un BPX72 de acuerdo con lo indicado anteriormente, es de $1,09 \text{ mA/mW/cm}^2$, de modo que, suponiendo que el dispositivo es lineal, puede esperarse una corriente de $1,09 \times 0,54 = 0,59 \text{ mA}$ de un dispositivo típico, en las condiciones mencionadas.

Respuesta a un diodo emisor de luz

Se considerarán dos casos, respuestas a un LED de infrarrojos de GaAs y a un LED rojo de GaAsP.

Ejemplo 1

¿Qué corriente circulará en un fototransistor BPX29 iluminado desde una distancia de un centímetro por un LED tipo CQY11B?

La sensibilidad indicada para el BPX29 es de $0,8 \mu\text{A/lux}$, medida en relación con una lámpara de filamento de tungsteno de 2700 K. Según la figura 8, la irradiancia debida a esta lámpara es $7,7 \text{ mW/cm}^2/1000 \text{ lux}$, por consiguiente $0,8 \times 1000/7,7 = 104 \mu\text{A/mW/cm}^2$. Sin embargo, según la figura 9, la irradiancia efectiva de un

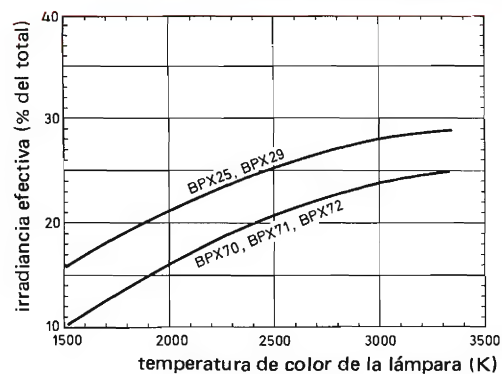


Figura 9. Curvas de irradiancia efectiva para varios tipos de fototransistores, en función de la temperatura de color del filamento de tungsteno.

BPX29 para 2700 K es del 26%, de modo que en la longitud de onda de 800 nm de cresta de la respuesta espectral, la sensibilidad es $1,04/0,26 = 400 \mu\text{A/mW/cm}^2$. Finalmente, de acuerdo con su curva de respuesta espectral publicada, la sensibilidad relativa del BPX29 en la longitud de onda de cresta de emisión (880 nm) del CQY11B es del 90%; por consiguiente $400 \times 0,9 = 360 \mu\text{A/mW/cm}^2$.

La intensidad radiante del haz de un CQY11B, sobre el eje, es de $64 \mu\text{W/esterorradián}$ para un dispositivo "típico" activado a 20 mA. A una distancia de un centímetro esto corresponde a $64 \mu\text{W/cm}^2$ o a $0,064 \text{ mW/cm}^2$. Así, la salida del BPX29 es de $360 \times 0,064 \mu\text{A}$, o sea $1,15 \mu\text{A/mA}$ de la corriente del LED.

Ejemplo 2

¿Qué salida se puede esperar de un BPX72 iluminado por un diodo emisor de luz roja tipo CQY24?

Igual que anteriormente, la sensibilidad espectral de cresta de un BPX72 es de $1,09 \text{ mA/mW/cm}^2$. La emisión del CQY24 es de 650 nm. A esta longitud de onda, la respuesta relativa del BPX72 (según las características publicadas) es del 60%. Así, la respuesta absoluta es $1,09 \times 0,65 \text{ mA/mW/cm}^2$.

La intensidad luminosa del CQY24, en el eje, es típicamente de 1,5 mcd para $I_F = 20 \text{ mA}$. Ahora bien, una candela corresponde a un flujo total de 4π lúmenes, o en el eje a una distancia de 2 cm, $1/2^2 = 0,25 \text{ lúmenes/cm}^2/\text{cd}$. Para 1,5 mcd esto da $1,5 \times 0,25 = 0,375 \text{ mlm/cm}^2$. Según la figura 3, un vatio de potencia radiada a 650 nm produce 80 lúmenes, de modo que la irradiancia producida por el LED a una distancia de 2 cm es de $0,375/80 = 4,6 \mu\text{W/cm}^2$. Por tanto, la respuesta que debe esperarse del BPX72 iluminado así es de $0,65 \times 0,0046 = 3,0 \mu\text{A}$ ó $0,15 \mu\text{A/mA}$ de la corriente del LED.

Las sensibilidades utilizadas en los cálculos precedentes están basadas en la suposición de una respuesta lineal para niveles de iluminación muy bajos. Debido a las fugas del diodo y a la disminución de h_{FE} en los fototransistores para bajos niveles de corriente, esta suposición no es necesariamente válida. Sin embargo, las respuestas calculadas pueden tomarse como guía útil de la respuesta incremental que puede esperarse en niveles de iluminación más altos.

Apéndice

Características de las fuentes luminosas usuales

Frecuentemente resulta útil conocer las principales propiedades de las distintas fuentes luminosas que se uti-

lizan, ya sea para estimar el nivel de ruido o para determinar corrientes estables en fotodetectores expuestos. Esta información se ofrece aquí de forma abreviada. Ha sido recogida de distintas fuentes, principalmente de fabricantes de equipos de alumbrado.

El cuerpo negro

El cuerpo negro es el radiador térmico ideal. Sus características de radiación son función de su temperatura y no de los materiales que lo componen. Las distribuciones espectrales relativas de los cuerpos negros para diferentes temperaturas, se muestran en la figura 10.

La longitud de onda para la cual el flujo radiante de un cuerpo negro es máximo viene dada por la ley de Wien:

$$\lambda_m T = 2897,$$

donde λ_m es la longitud de onda de máxima radiación y T es la temperatura del cuerpo negro en grados Kelvin.

La exitancia radiante total de un cuerpo negro viene dada por la ley de Stefan-Boltzman:

$$P_{\text{tot}} = \sigma T^4,$$

donde P_{tot} es la exitancia radiante en W/cm^2 , T es la temperatura en grados Kelvin y σ es la constante de Stefan-Boltzman, $5,67 \times 10^{-12} \text{ W/cm}^2/\text{s/K}^4$.

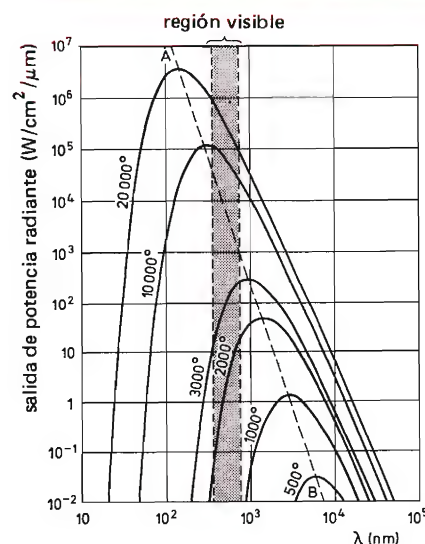


Figura 10. Distribución espectral de la radiación de un cuerpo negro a distintas temperaturas.

La curva de la exitancia radiante respecto a la longitud de onda tiene siempre la misma forma y está determinada por la ley de Planck:

$$P(\lambda)d = \frac{C_1 \lambda^{-5} d\lambda}{\exp(C_2/\lambda T) - 1}$$

donde $C_1 = 3,7 \times 10^{-12} \text{ W.cm}^2$ y $C_2 = 1,44 \text{ cm.K}$.

Un cuerpo negro en el punto de fusión del platino (2044,9 K) es la base del lúmen patrón internacional.

Lámpara de filamento de tungsteno

La distribución espectral de la radiación de una lámpara de filamento de tungsteno se caracteriza por la variación de la emisión del tungsteno con la temperatura por la longitud de onda. Así, aunque el espectro de una lámpara de filamento de tungsteno superficialmente se parece al de un cuerpo negro, las ecuaciones del cuerpo negro necesitan ser corregidas. El espectro de un cuerpo negro y el de una lámpara de filamento de tungsteno se comparan en la figura 11.

La temperatura del filamento de una lámpara de tungsteno puede determinarse a partir de la variación de su resistividad. Ya que la resistividad aumenta rápidamente con la corriente, una determinación precisa requiere el empleo de un puente de corriente muy baja. Alternativamente, la resistencia puede medirse para varias corrientes del puente y extrapolarse a cero.

La resistencia en caliente se determina mejor por medio de mediciones de corriente y de tensión. La variación

de la resistencia en función de la temperatura para una lámpara de filamento de tungsteno está representada en la figura 12. Es necesaria alguna corrección para obtener la temperatura de color efectiva a partir de la temperatura del filamento. Esta corrección puede determinarse a partir de la figura 13, y a continuación la longitud de onda para la salida de cresta por la ley de Wien.

No toda la potencia disipada por el filamento de la lámpara es irradiada. Parte se escapa por los terminales, parte es absorbida por la ampolla de vidrio y eliminada por convección desde el zócalo de la lámpara. Alguna indicación de la eficiencia radiante P_{in}/P_{rad} de varios tipos de lámparas se da en la tabla 5, que también da una lista de la proporción de la potencia de entrada radiada en el espectro visible. La curva de la figura 9 se obtuvo de una gran cantidad de datos de lámparas similares.

Las lámparas de filamento de tungsteno puede ser mo-

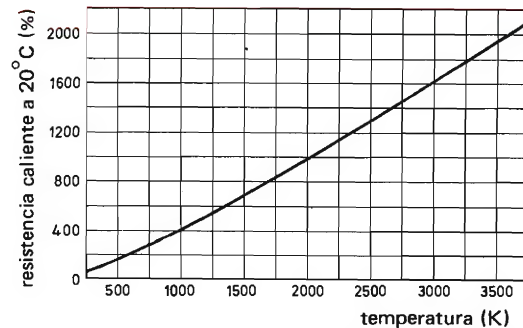


Figura 12. Porcentaje de aumento de resistencia de un filamento de tungsteno en función de su temperatura.

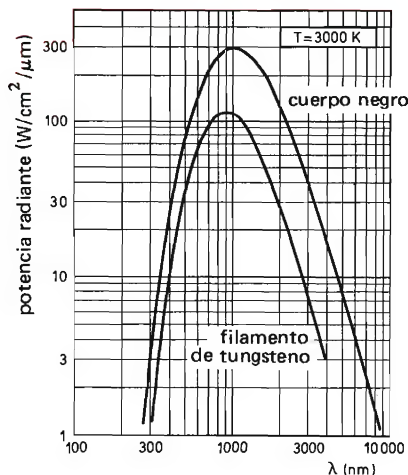


Figura 11. Distribuciones espectrales de un cuerpo negro y del tungsteno comparadas a 3000 K.

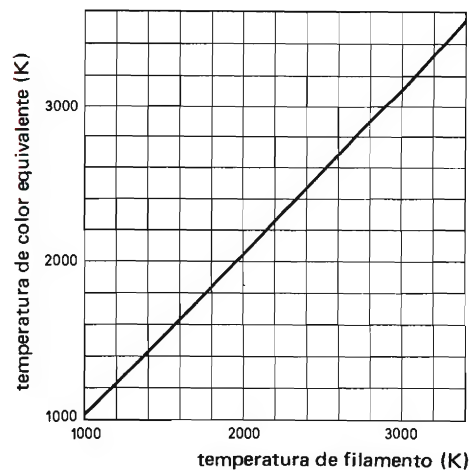


Figura 13. Temperatura de color equivalente de un filamento de tungsteno en función de su temperatura.

Tabla 5. Eficiencias radiante y luminosa de lámparas de filamento de tungsteno.

Potencia de entrada (W)	Potencia radiada (%entrada)	Radiación visible (%salida)	Temperatura de color (K)	Brillo (promedio esférico) (lúmen/W _{in})
6	93	6	2500	12
10	93,5	7	2650	16
25	94	8,7	2800	21
25	61	3,7	2550	9
40	67	4,7	2650	11
100	82	10	2905	18
200	77	10	2980	21

duladas variando la tensión del filamento, pero la profundidad de modulación alcanzable varía tanto con la frecuencia como con la potencia de la lámpara (tamaño del filamento). En la figura 14 se da alguna indicación de la modulación de varios tipos de lámparas. La modulación también variará la temperatura de color de la lámpara, de modo que, con un detector selectivo, se variará la profundidad aparente de modulación.

Lámparas de descarga de gas y lámparas fluorescentes

Las características de salida de las lámparas de descarga de gas dependen del gas en el cual tiene lugar la descarga.

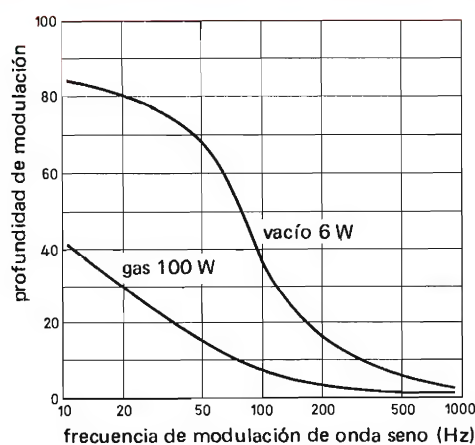


Figura 14. Profundidad de modulación alcanzable para radiación de lámparas de filamento de tungsteno alimentadas con corriente modulada al 100%. La disipación media del filamento es la potencia nominal de la lámpara. Esta curva debe ser utilizada sólo como guía, otras lámparas tienen tiempos de respuesta muy diferentes.

El espectro más sencillo, en el margen visible, es el de una lámpara de sodio. Alrededor del 25% de la potencia de entrada es irradiada en una estrecha banda de longitudes de onda entre 588,9 y 589,6 nm. Un 35% a 40% se irradia como infrarrojo. El resto se pierde por conducción y como disipación en la resistencia compensadora.

Las lámparas de vapor de mercurio radian alrededor de 15% de su potencia de entrada en el margen visible, aproximadamente 2% en ultravioleta y 45% en infrarrojo.

Los tubos fluorescentes son lámparas de mercurio en las cuales la calidad de la luz y la eficiencia se mejoran revistiendo de fósforo el interior de los tubos. Un tubo fluorescente de 40 W de entrada irradiará alrededor del 20% de su entrada como luz visible, aproximadamente 30% en infrarrojo y el 1% en ultravioleta. El resto se pierde por conducción o convección y en los componentes de carga. El espectro de un tubo fluorescente del tipo "luz de día" está representado en la figura 15.

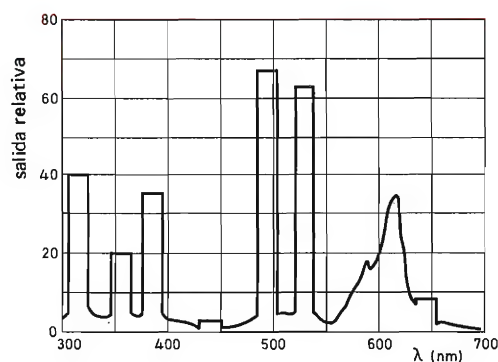


Figura 15. Espectro en la región visible de un tipo de tubo fluorescente. Esencialmente, la salida de luz es la del gas de relleno (vapor de mercurio) superpuesta a la del fósforo.

Luz solar y luz diurna

El sol como fuente de radiación se aproxima a un cuerpo negro de temperatura de color 6000 K. Su salida está modificada por la absorción en su atmósfera exterior. Al nivel del suelo, la luz solar se ve filtrada también por la atmósfera terrestre. Hay bandas de absorción debidas a las distintas sustancias de las cuales está com-

puesta la atmósfera. La irradiancia debida al sol está representada en la figura 16 para inmediatamente encima de la atmósfera y tal como se ve en una latitud de 50° de un día claro. El ángulo de elevación del sol determina el espesor de la atmósfera que tiene que atravesar la luz solar. Cerca de la puesta del sol, la luz solar está sometida a mucha más absorción. El porcentaje de irradiancia cerca de la puesta del sol está representado en la figura número 17.

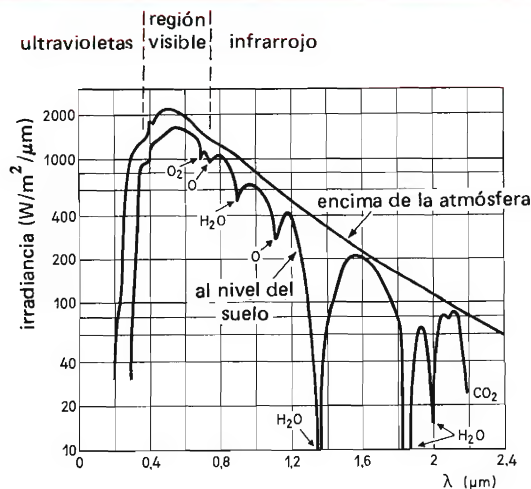


Figura 16. Irradiancia de sol en función de la longitud de onda.

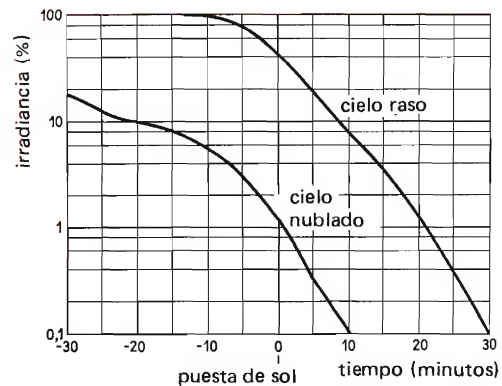


Figura 17. Debido al aumento de la absorción atmosférica, la luz solar es absorbida y filtrada al acercarse la puesta del sol. La irradiancia representada aquí es un porcentaje de la del mediodía, pero hay que recordar que la luz se hace más roja a medida que se amortigua.

INTENSIFICADORES DE IMAGEN

En este artículo se describen los tres tipos básicos de intensificadores de imagen y se dan las características fundamentales en las que el diseñador debe basarse a la hora de elegir un intensificador para una determinada aplicación.

Los intensificadores de imagen son dispositivos optoelectrónicos en los que la imagen de una escena u objeto se enfoca a la entrada en un fotocátodo y después se intensifica electrónicamente. La imagen intensificada se observa directamente a la salida en una pantalla luminiscente. Los dispositivos descritos aquí se utilizan en sistemas pasivos; es decir, funcionan con la luz disponible y no necesitan que se ilumine el objeto con radiación de infrarrojos. Amplificando el nivel de luz hasta unas cien mil veces, pueden facilitar la visión en condiciones de oscuridad casi total, por ejemplo, en una nublada noche sin luz de la luna.

En este artículo se describen los tres tipos básicos de intensificadores de imagen.

Tipos de intensificadores de imagen

Intensificador de imagen de una etapa con enfoque electrostático

Se enfoca la luz del objeto en el fotocátodo por medio de una lente objetivo, y el fotocátodo emite un haz de electrones equivalente (véase la figura 1). Los electrones se aceleran por medio de un potencial de algunos miles de voltios y se hacen incidir en una pantalla de fósforo, donde dan lugar a una imagen intensificada del objeto original. La nueva imagen está invertida.

Las propiedades del fotocátodo se definen por la respuesta espectral y la sensibilidad. Esta puede expresarse de dos modos: sensibilidad radiante (mA/W) y sensibilidad luminosa ($\mu\text{A}/\text{lm}$). Para aplicaciones de visión nocturna puede emplearse un fotocátodo tipo S1, pero para fotografía nocturna y sistemas pasivos es preferible el empleo de un fotocátodo tipo S20.

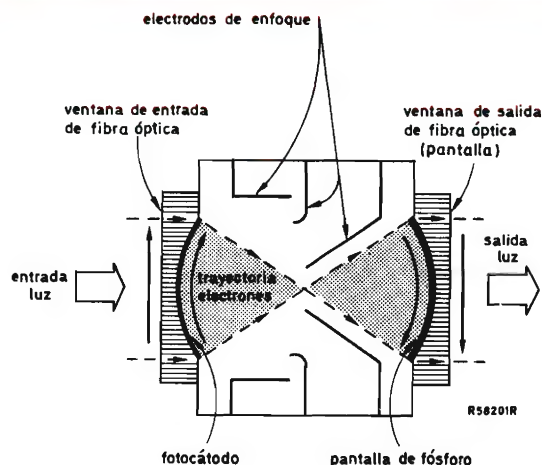


Figura 1. Intensificador de imagen de una etapa con enfoque electrostático.

Las pantallas luminiscentes pueden ser de distintos tipos según sea la aplicación. Las pantallas de visión directa son normalmente tipo P20, cuya respuesta es parecida a la del ojo humano.

Intensificador de imagen de tres etapas con enfoque electrostático

Las tres etapas en cascada de este dispositivo (figura 2) proporcionan una mayor ganancia de luminancia que el intensificador de una etapa. Se consigue el acoplamiento entre las etapas con placas de fibra óptica, que no sólo tienen elevado rendimiento sino que son compactas y diseñadas para ser compatibles con el sistema de enfoque electrostático.

Debido a que hay tres etapas inversoras, la imagen final está invertida. Además al igual que en el intensificador de una etapa, la resolución es muy buena.

Algunos tipos poseen control automático de brillo (CAB), con una fuente de alimentación integrada o para utilizarlos con un oscilador externo.

Intensificador de imagen inversor de microcanal con enfoque electrostático

Este dispositivo (véase la figura 3) tiene una similar ganancia de luminancia, pero menor distorsión y mejor factor de transferencia de modulación que el intensificador en cascada. También es más pequeño. En realidad,

es un intensificador de imagen de una etapa y enfoque electrostático con una placa de microcanal multiplicadora de electrones situada muy cerca de la pantalla visora.

Las placas de canal constan de millones de "canales" o tubos diminutos en paralelo unos con otros entre las dos superficies de la placa. Cada canal actúa como un multiplicador de electrones debido al elevado potencial aplicado entre sus terminales y a un revestimiento interno emisor. Por esto, la densidad de la imagen de electro-

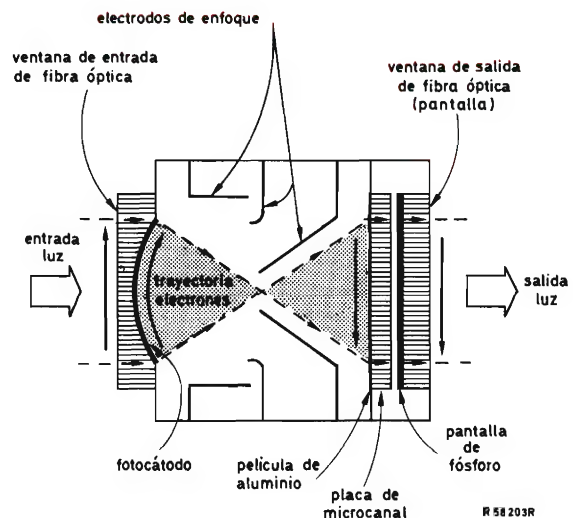


Figura 3. Intensificador de imagen inversor de microcanal con enfoque electrostático.

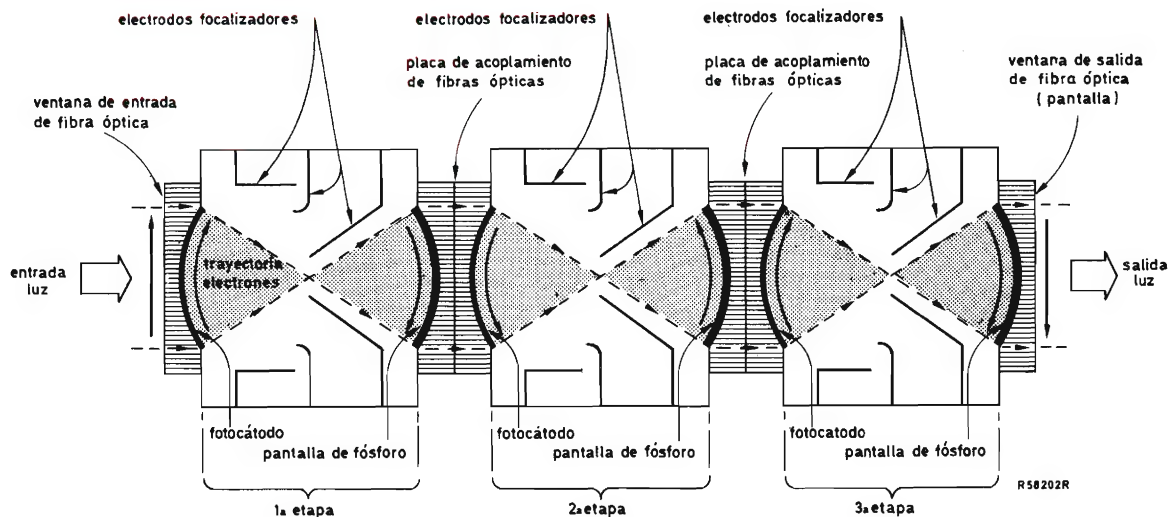


Figura 2. Intensificador de imagen de tres etapas (cascada) con enfoque electrostático.

nes en el lado de salida de la placa es mucho mayor que en el lado de entrada y se forma una imagen brillante en la pantalla luminiscente.

Una propiedad interesante es que algunos canales se pueden saturar sin afectar a los canales cercanos. Así, se suprimen fuentes de puntos brillantes sin reducir la ganancia en partes más oscuras de la imagen.

Un hecho especial del intensificador de placa de canal con enfoque electrostático es que el diseño permite depositar una película metálica de aluminio en el lado de entrada de la placa de canal. De este modo se iguala la ganancia en todos los puntos de la placa y se evita así una zona de ganancia reducida o "mancha negra" en el centro de la imagen.

La película de aluminio reduce también el ruido de fondo del tubo. Además, protege al fotocátodo de los iones positivos producidos en la placa de canal, y contribuye de este modo a alargar la vida, incluso con elevada iluminación del cátodo. Bajo condiciones normales de funcionamiento, la vida del tubo es de muchos miles de horas.

Como con los intensificadores descritos anteriormente, el dispositivo de placa de canal con enfoque electrostático produce una imagen invertida. Está disponible con ganancia variable y control automático de brillo. Hay

también tipos con una fuente de alimentación incorporada (véase la figura 4) la cual es ideal para aparatos de visión nocturna y aplicaciones similares donde sean necesarios tamaño y peso mínimos.

Características y elección del tubo

Si se decide por un intensificador de imagen para una determinada aplicación, desafortunadamente no existe ningún factor de mérito que los diseñadores de equipo puedan utilizar como guía, ni tampoco existe ninguna característica en la que se pueda basar la elección. Sin embargo, evidentemente la elección depende de la aptitud de un intensificador para la aplicación en cuestión. Por esto, se han diseñado intensificadores de imagen que dan el mejor rendimiento posible en campos específicos de aplicación. No se pide que ofrezcan la mayor ganancia de luminancia o la mejor característica de calidad. Lo que se ofrece, por tanto, es una gama de dispositivos en los que cada característica se considera, no aislada, sino en su efecto sobre el rendimiento total del tubo. Por ejemplo, una sensibilidad de fotocátodo extremadamente alta tiene poco significado si contribuye a un elevado nivel de ruido o si está asociada a un bajo factor de

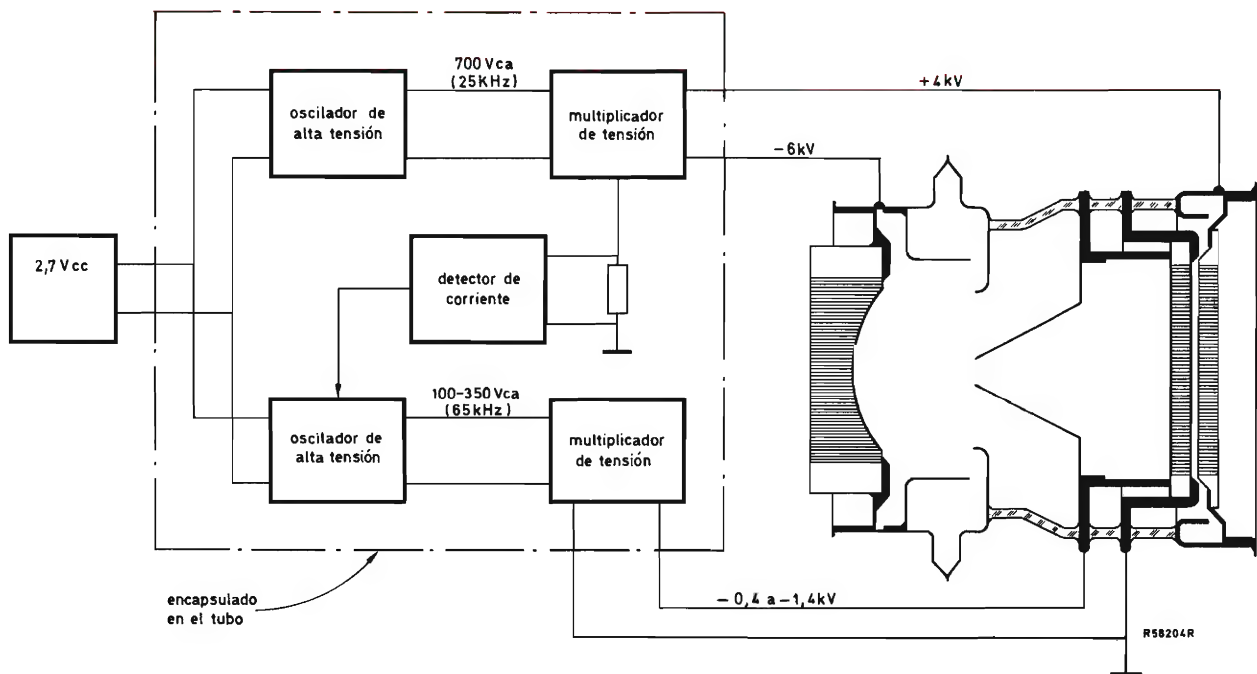


Figura 4. Fuente de alimentación integral del inversor de microcanal. La única conexión necesaria es una batería de 2,7 V de c.c.

transferencia de modulación.

Es importante considerar cuatro características principales y las relaciones que existen entre sí cuando se trata de elegir un intensificador de imagen. Estas son:

Respuesta espectral del fotocátodo

Está definida por el tipo de fotocátodo. Los fotocátodos de tipo S20 y S25 dan buen rendimiento para sistemas pasivos de visión nocturna; es decir, dan la máxima respuesta a la luz visible, con respuesta apreciable en la parte del espectro cercana al infrarrojo (véase la figura 5).

Sensibilidad de fotocátodo

Indica el rendimiento del fotocátodo o la proporción con que se emiten los electrones cuando la luz incide sobre él. Se mide en microamperios por lumen emplean-

do una fuente de tungsteno normalizada y en miliamperios por vatio con luz monocromática para ciertas longitudes de onda cerca del infrarrojo.

Iluminación de fondo equivalente

Es el valor de la iluminación de entrada (en micro-lux) que produce un aumento en la luminancia de la pantalla igual a la debida al ruido de fondo generado en el dispositivo. Esta medida se hace con el intensificador de imagen funcionando en su máxima ganancia de luminancia.

Ganancia de luminancia

Se expresa como un número, igual a la relación:

$$\pi \times \frac{\text{luminancia normal a la pantalla (cd/m}^2\text{)}}{\text{iluminación del fotocátodo (lux)}}$$

(utilizando una fuente de tungsteno normalizada.)

Otras tres características son:

Resolución

La resolución central se mide en el centro del fotocátodo y la resolución del borde se mide en una distancia radial del centro especificada. Los valores de "pares de línea/mm" se refieren a una trama de líneas en blanco y negro con un contraste aproximado del 100%.

Factor de transferencia de modulación

Es una comparación del contraste de "la imagen de entrada" con el contraste de la "imagen de salida". Se mide utilizando un objeto en el que la transición entre los puntos iluminados y los oscuros es sinusoidal, y se expresa para diferentes valores de la "frecuencia espacial" (ciclos por mm).

Distorsión

La distorsión en tanto por ciento está dada por:

$$\left(\frac{\text{amplificación del círculo "grande" en el fotocátodo}}{\text{amplificación del círculo "pequeño" en el fotocátodo}} - 1 \right) \times 100.$$

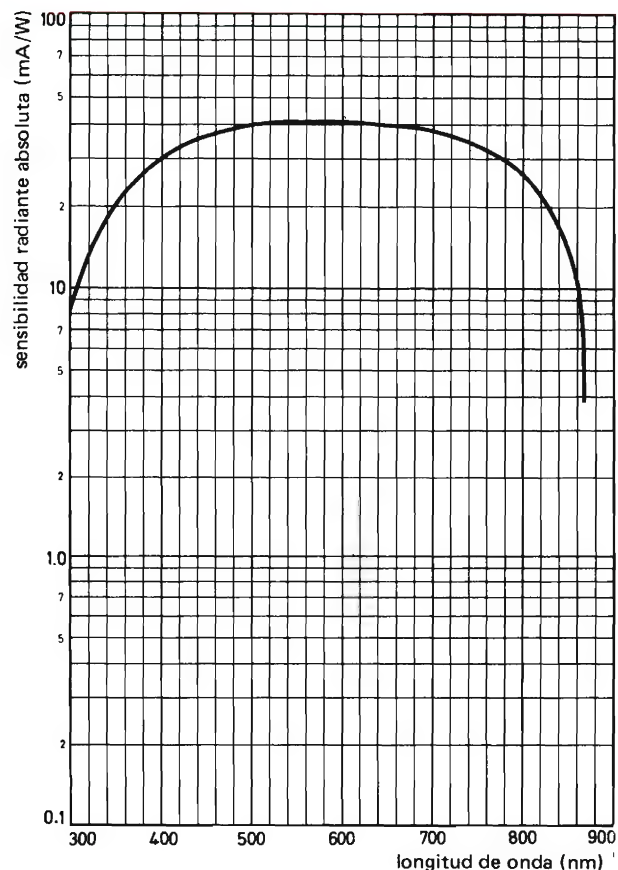


Figura 5. Respuesta espectral típica del fotocátodo S25.

SÍMBOLOS PARA DIODOS RECTIFICADORES Y TIRISTORES

Este sistema se basa en las recomendaciones de la COMISIÓN ELECTROTÉCNICA INTERNACIONAL

SÍMBOLOS DE MAGNITUD

- Valores instantáneos de corriente, tensión y potencia, que varían con el tiempo se representan por la letra minúscula adecuada.

Ejemplos i , v , p

- Los valores máximos (de pico), medios, continuos y eficaces se representan por la letra mayúscula adecuada.

Ejemplos I , V , P

SUBÍNDICES PARA LOS SÍMBOLOS DE MAGNITUD

- Los valores totales son indicados por subíndices en mayúsculas.
- Los valores de los componentes variables son indicados por subíndices en minúsculas.
- Para los diodos rectificadores de potencia y tiristores, el terminal (los terminales) no se indican en los subíndices, excepto para el terminal de puerta de los tiristores.
- Lista de subíndices.
 - G, g = terminal de puerta
 - F, f = directo ¹⁾
 - D, d = directo no activado ¹⁾. no disparado (tensión o corriente de puerta)
 - T, t = directo activado ¹⁾. disparado (tensión o corriente de puerta)
 - R, r = como primer subíndice: inverso
como segundo subíndice: recurrente
 - AV, av = valor medio
 - M, m = valor máximo (de pico o de cresta)

¹⁾ Para la tensión de ánodo/cátodo de los tiristores, F es sustituido por D o por T , para distinguir entre "no activado" (no disparado) y "activado" (disparado).

(RMS), (rms) = valor eficaz

(BR) = ruptura

(BO) = ruptura discontinua

H = mantenimiento

P = captación

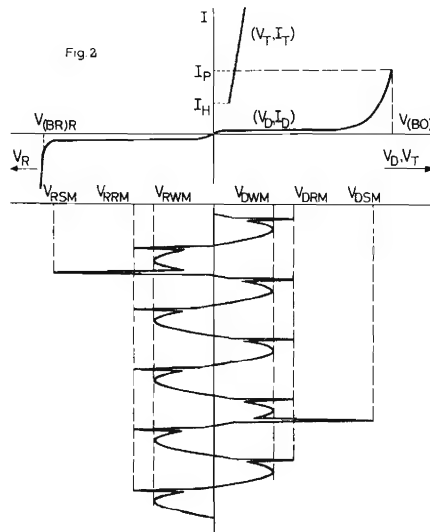
Q = desconectado

S = como segundo subíndice: no recurrente

W = de trabajo

- Ejemplos de aplicación de las reglas.

La fig. representa una característica simplificada de tiristor junto con una tensión de ánodo/cátodo en función del tiempo (sin señal de puerta).



LISTA DE SÍMBOLOS PARA DIODOS RECTIFICADORES (R) Y TIRISTORES (T)

Se han omitido los valores instantáneos (i , p , v) y los componentes de C.A. (subíndices en minúsculas)

Símbolo	R	T	Descripción	Símbolo	R	T	Descripción
I_D	—	T	Corriente no activada (C.C.)	P_{RAV}	R	T	Disipación inversa media
I_F	R	T	Corriente directa total (C.C. o media)	P_{RRM}	R	T	Potencia inversa de pico recurrente
I_{FAV}	R	—	Corriente media directa total (para distinguir entre media y c.c., si es necesario)	P_{RSM}	R	T	Potencia inversa de pico no recurrente
I_{FGM}	—	T	Corriente de puerta directa (valor de pico)	$V_{(BO)}$	—	T	Tensión de ruptura discontinua
I_{FRM}	R	—	Corriente directa de pico recurrente	$V_{(BR)R}$	R	T	Tensión inversa de ruptura
I_{FSM}	R	—	Corriente de pico no recurrente	V_D	—	T	Tensión continua no activada
I_H	—	T	Corriente de mantenimiento	V_{DRM}	—	T	Tensión no activada de pico recurrente
I_{GT}	—	T	Corriente de puerta para disparar todas las unidades	V_{DSM}	—	T	Tensión no activada de pico no recurrente
I_P	—	T	Corriente principal mínima para el cebado	V_{DWM}	—	T	Tensión no activada de pico de trabajo
I_R	R	T	Corriente inversa (c.c.)	V_F	R	—	Tensión continua directa
I_{RG}	—	T	Corriente inversa de puerta	V_{FGM}	—	T	Tensión directa puerta-cátodo (valor de pico)
I_{RRM}	R	T	Corriente inversa repetitiva (valor de pico)	V_{GD}	—	T	Tensión de puerta/cátodo para no disparar ninguna unidad
I_T	—	T	Corriente directa en conducción (continua)	V_{GT}	—	T	Tensión de puerta/cátodo para disparar todas las unidades
I_{TAV}	—	T	Corriente directa media en conducción	V_R	R	T	Tensión continua inversa
I_{TRMS}	—	T	Corriente directa eficaz en conducción	V_{RGM}	—	T	Tensión inversa puerta-cátodo (valor de pico)
I_{TRM}	—	T	Corriente directa de pico recurrente en conducción	V_{RRM}	R	T	Tensión inversa de pico recurrente
I_{TSM}	—	T	Corriente directa de pico no recurrente en conducción	V_{RSM}	R	T	Tensión inversa de pico no recurrente
P_{GAV}	—	T	Disipación media de puerta	V_{RWM}	R	T	Tensión inversa de pico de trabajo
P_{GM}	—	T	Disipación de puerta (valor de pico)	V_T	—	T	Tensión continua directa (activada)
				t_{off}	—	T	Tiempo de desconexión
				t_{on}	—	T	Tiempo de conexión

NUEVOS TUBOS DE RAYOS CATODICOS CON PANTALLA RECTANGULAR



D14-250 GH
D14-251 GH

Ventajas de los tubos de rayos catódicos rectangulares

- ahorro de superficie en el panel frontal del instrumento
- ahorro de espacio en el interior del instrumento
- posibilidad de presentación más moderna y eficiente.

El empleo de tubos de rayos catódicos con pantalla rectangular adquiere cada día mayor importancia debido a que se tiende actualmente a construir aparatos compactos y de reducido tamaño. Además de ofrecer una presentación más moderna, el tubo de rayos catódicos rectangular permite un mejor aprovechamiento de la superficie del panel frontal y del espacio interior del aparato.

Hasta ahora el empleo de pantallas rectangulares ha estado limitado a los tubos destinados a instrumentos de mediano y elevado ancho de banda, provistos de mandos para regulación y de posdesviación. Las mejoras tecnológicas introducidas en la producción de tubos de rayos catódicos permite ahora aplicar pantallas rectangulares a tipos económicos, con monoaceleración, para instrumentos de pequeño ancho de banda.

El tubo de rayos catódicos D14-250GH, es un tubo rectangular diseñado para ser empleado en osciloscopios con un ancho de banda de hasta 10 MHz. Tiene una pantalla útil de 10 X 8 cm y, para una tensión de aceleración típica de 2 kV, los coeficientes de desviación son de 24 V/cm (horizontal) y 13 V/cm (vertical). La longitud total del tubo, incluido soporte, es de 331 mm. Las características del filamento son: 6,3 V y 300 mA.

El tubo de rayos catódicos D14-251GH, es idéntico al anterior, salvo el filamento (6,3 V, 95 mA).

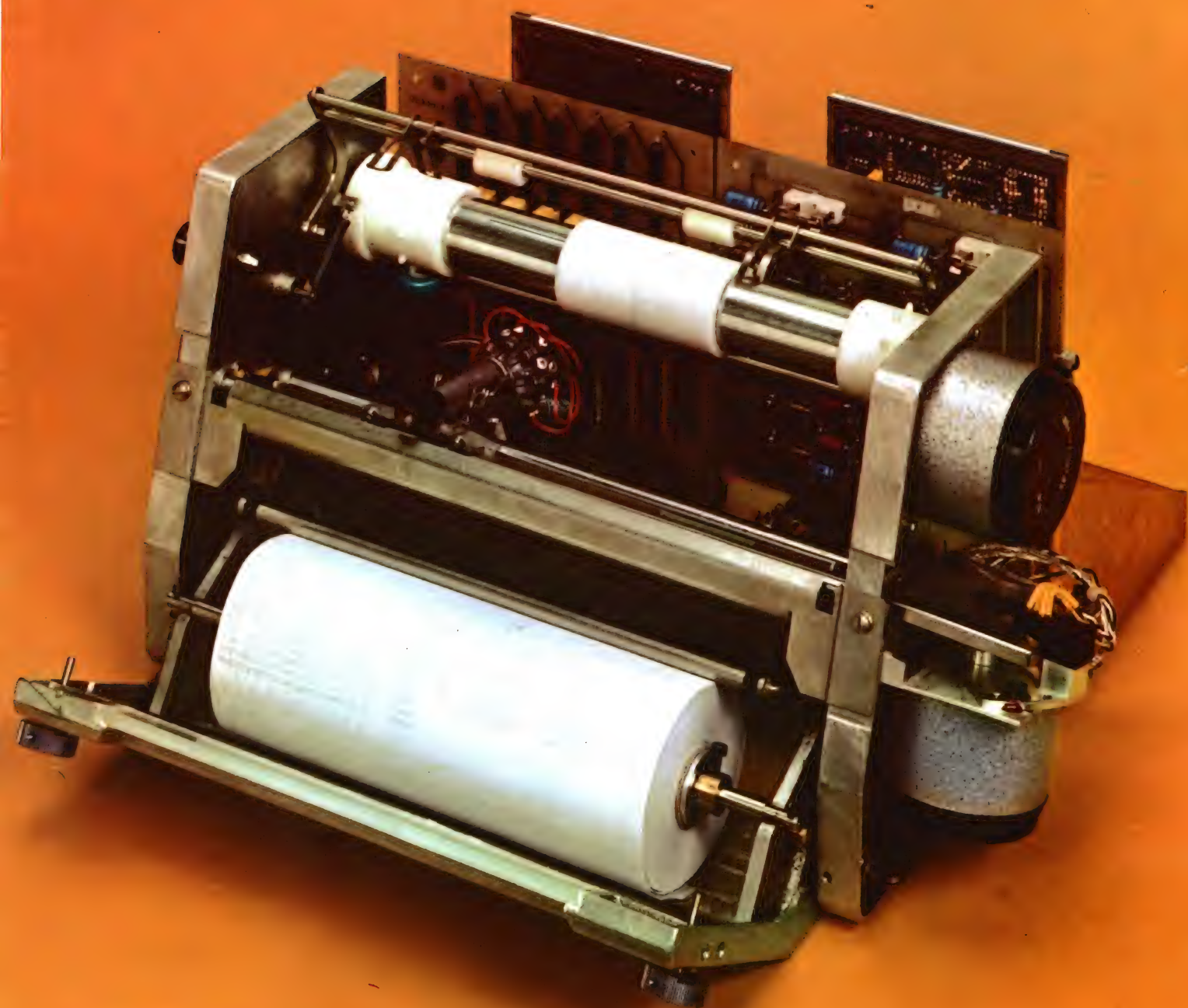
Estos nuevos tubos tienen las mismas dimensiones que el D14-260GH, lo que permite la construcción de osciloscopios en dos estilos (uno para 0-10 MHz y otro para 0-15-20 MHz) empleando análogo chasis y mueble.

REVISTA *„Miniwatt“*

Vol. 14-Núm. 11

DICIEMBRE 1975

30 Ptas.

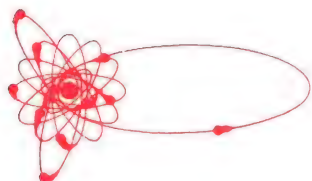


ATENUADORES

ASIMÉTRICOS $Z_1 < Z_2$			$R_3 = \frac{Z_1}{\sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_2}}}$ $R_1 = Z_2 \cdot \sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_2}}$
			$R_1 = Z_1 \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - R_3$ $R_2 = Z_2 \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - R_3$ $R_3 = \frac{2 \sqrt{N \cdot Z_1 \cdot Z_2}}{N-1}$
			$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{Z_1} \cdot \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - \frac{1}{R_3}$ $\frac{1}{R_2} = \frac{1}{Z_2} \cdot \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - \frac{1}{R_3}$ $R_3 = \frac{(N-1)}{2} \cdot \sqrt{\frac{Z_1 \cdot Z_2}{N}}$
SIMÉTRICOS $Z_1 = Z_2 = Z$			$R_1 = Z \left(\frac{K-1}{K+1} \right)$ $R_3 = Z \left(\frac{2K}{K^2-1} \right)$
			$R_1 = Z \left(\frac{K+1}{K-1} \right)$ $R_3 = Z \left(\frac{K^2-1}{2K} \right)$
			$R_1 = Z$ $R_3 = \frac{Z}{K-1}$ $R_4 = Z(K-1)$
$N = \frac{\text{potencia de entrada}}{\text{potencia de salida}} \qquad K = \frac{\text{tensión (corriente) de entrada}}{\text{tensión (corriente) de salida}}$			

REVISTA *Miniwatt*

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
M.^a DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
M.^a CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPañÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

- Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación a esta Revista y siempre que se mencione la procedencia.
- La publicación de cualquier información por parte de esta Revista no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente.
- El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente una disponibilidad de los mismos.

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

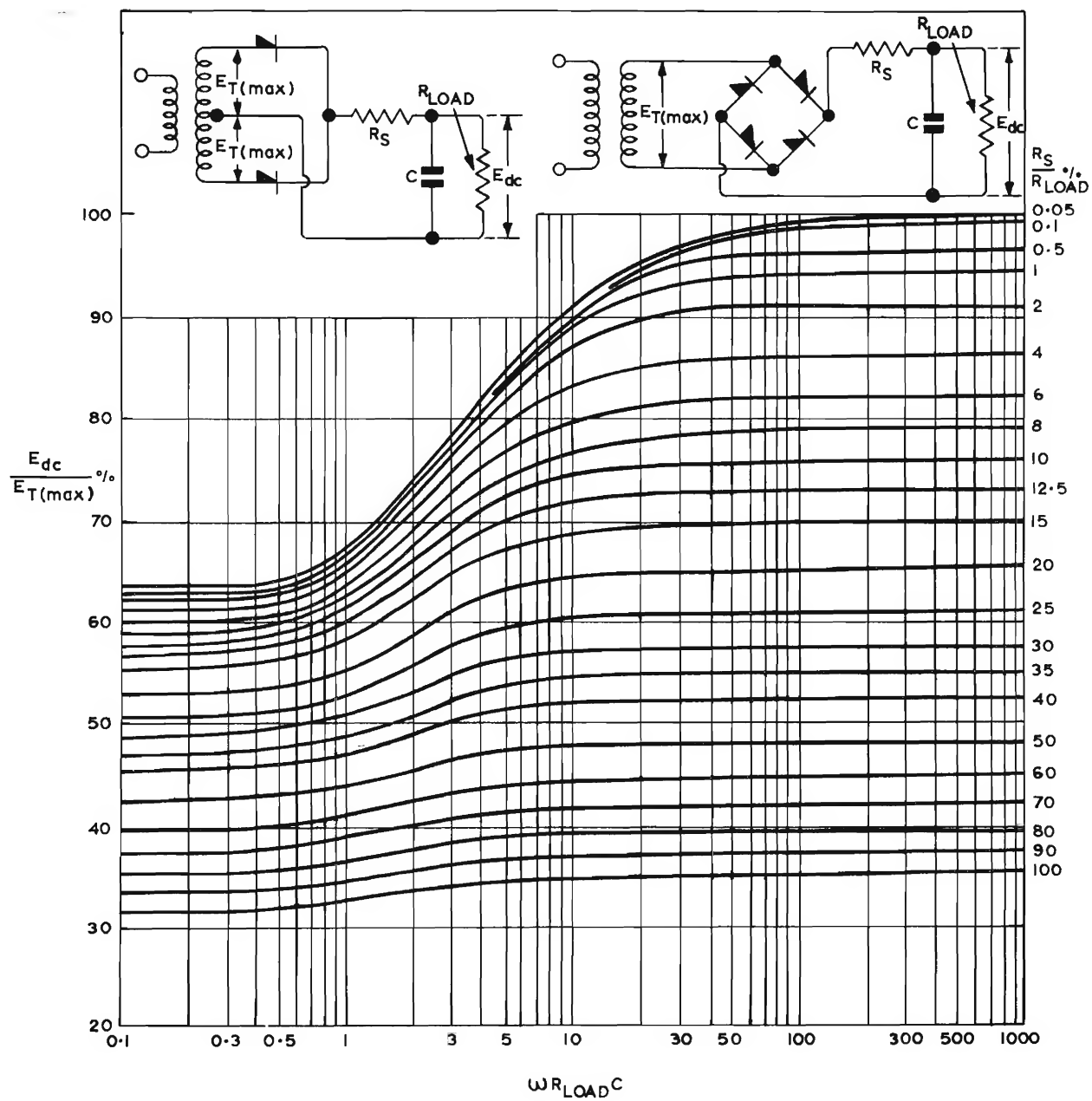
Ro

Impresora 250 S del tipo de impacto que representa los caracteres mediante una matriz de 9×7 puntos. Modos de operación: carácter a carácter y continuo. Máxima velocidad de impresión: 100 caracteres por segundo. Máxima anchura de papel: 254 mm.



ÍNDICE

AMPLIFICADORES PARA SISTEMAS DE TELEVISION POR CABLE	403
APLICACIONES DEL CIRCUITO INTEGRADO TCA240	409
LA SERIE FZ/30 EN TEMPORIZADORES DIGITALES	415
SOAR	423
INDICE DEL VOLUMEN 14	439



Circuitos rectificadores de onda completa (C en F y R en Ω)

AMPLIFICADORES PARA SISTEMAS DE TELEVISION POR CABLE

Las pérdidas que se producen en una red de distribución de antena colectiva de televisión se compensan mediante amplificadores colocados a intervalos a lo largo de los cables. Los amplificadores en la parte de bajo flujo de la red de distribución tienen un ancho de banda de 40 a 300 MHz y constan de dos amplificadores con control de ganancia/caída entre ellos.

La tendencia a redes de distribución cada vez mayores conduce a una demanda de amplificadores con menos distorsión y menor ruido. Este artículo estudia la posibilidad de diseñar amplificadores con ruido y distorsión mínimos.

Fuentes de distorsión

En primer lugar consideraremos las fuentes de distorsión.

En amplificadores, el transistor es el elemento no lineal. Las causas de distorsión del transistor son las no linealidades de:

- la unión de emisor,
- la unión de colector,
- caída de f_T .

No linealidad de la unión de emisor

La figura 1 muestra la distorsión en función de la corriente continua de emisor, con la corriente de alta frecuencia de emisor como parámetro.

Las curvas muestran que la distorsión producida por la unión de emisor puede reducirse mediante:

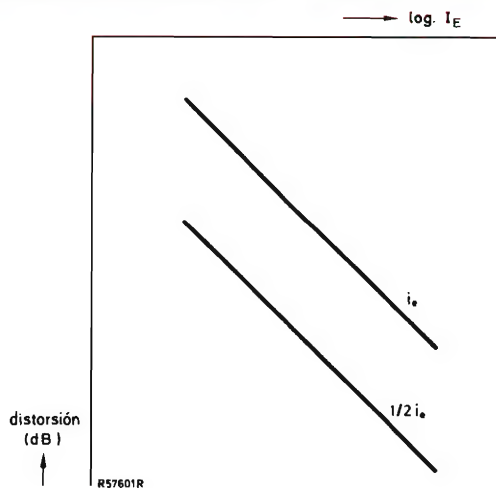


Figura 1. Unión de emisor.

- el aumento de la componente continua de la corriente de emisor,
- la disminución de la componente de alta frecuencia de la corriente de emisor.

En la figura 2 se muestra nuevamente la distorsión en función de I_E y puede verse que, para un cierto valor de I_E , la distorsión pasa por un mínimo. El mecanismo que da lugar a esto es responsable también de la caída de f_T .

Como se puede ver, la distorsión mínima y la frecuencia f_T máxima se producen aproximadamente para la misma corriente continua de emisor. Por tanto, el diseño de transistores con menor distorsión requiere un intento para desplazar el máximo de la curva f_T a un nivel de I_E más alto.

En la práctica se hace siempre I_E igual o menor que $I_{E f_T \text{ máx}}$ para eliminar la distorsión debida a la no linealidad de caída de f_T .

No linealidad de la unión de colector

La figura 3 muestra la distorsión en función de la tensión colector-emisor de alta frecuencia con la tensión continua colector-emisor como parámetro. La causa de la no linealidad de colector es la modulación de la capacidad de realimentación de colector debida a la presencia de señales de alta frecuencia. La distorsión se minimiza reduciendo al mínimo la modulación de esta capacidad.

Esto se consigue mediante:

- la disminución de la tensión de alta frecuencia
- el aumento de la tensión continua.

Parámetros que afectan a la distorsión

En la práctica, existen dos fuentes de distorsión. Son la unión de emisor y la unión de colector. Los parámetros que afectan a la distorsión de la unión de emisor son las componentes continua y de alta frecuencia de la corriente de emisor. Los parámetros que afectan a la distorsión de la unión de colector son las componentes continua y de alta frecuencia de la tensión colector-emisor.

La distorsión del transistor se reduce mediante:

- el aumento de los parámetros de corriente continua,
- la disminución de los parámetros de alta frecuencia.

Este conocimiento de las no linealidades del transistor se utilizará ahora para desarrollar un circuito práctico con distorsión mínima.

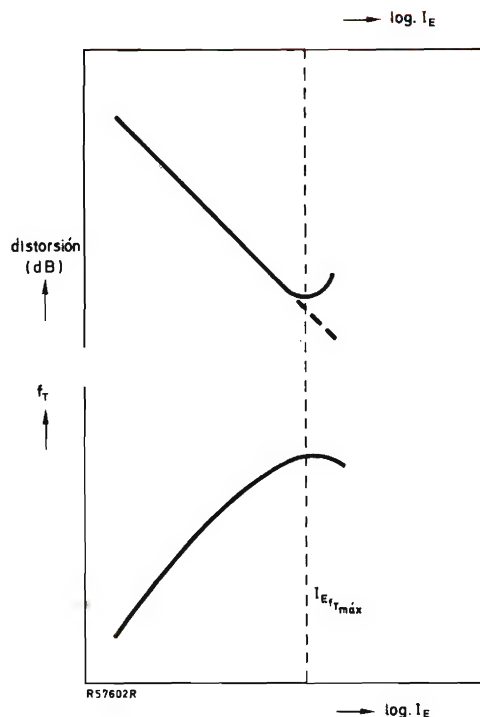


Figura 2. Variación de f_T .

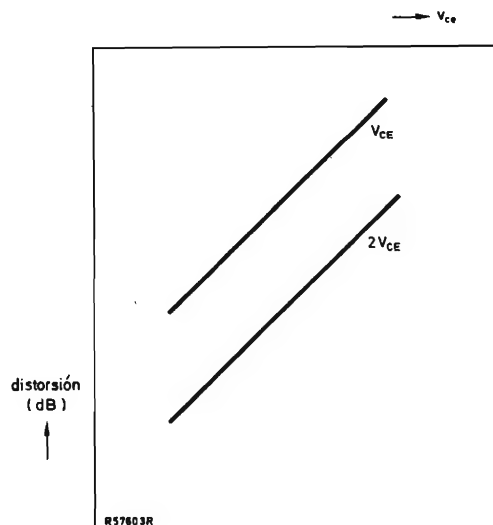


Figura 3. Unión de colector.

Durante algunos años, el circuito con realimentación en serie-paralelo (fig. 4) ha sido el más comúnmente aplicado en amplificadores de antena colectiva de televisión. Por esto, los resultados de medidas que se muestran en la figura 5 se han realizado en este tipo de circuito. El transistor es del tipo BFR94.

La figura 5 muestra la modulación cruzada del canal 12 en función de la corriente continua de emisor medida para una tensión de salida de 48 dB mV/canal.

La curva (1) ha sido medida para $V_{CE} = 8$ V; la curva (2) para $V_{CE} = 20$ V. Si la única causa de no linealidad es

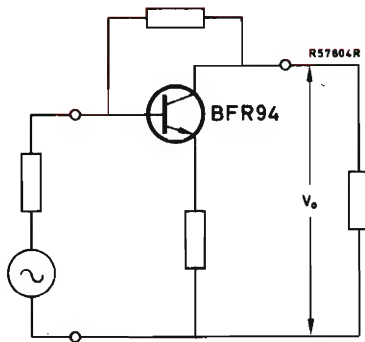


Figura 4. Circuito con realimentación serie-paralelo.

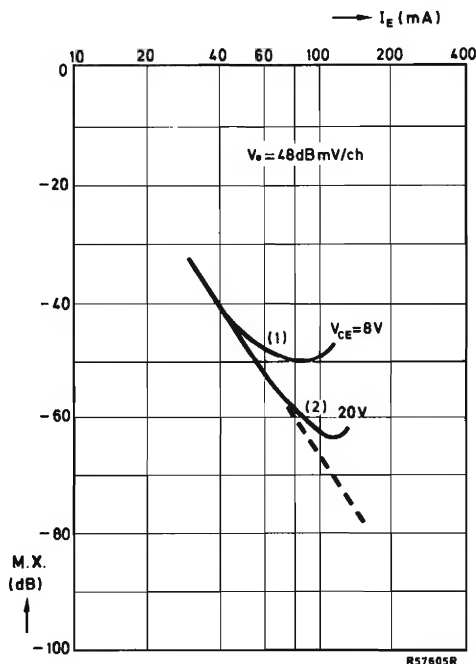


Figura 5.

la unión de emisor, las curvas medidas coinciden con la línea a trazos. Como se puede ver, esto sólo ocurre para valores bajos de I_E . Las propiedades de modulación cruzada de la unión de emisor mejoran al aumentar I_E , de modo que la no linealidad de colector empieza a predominar.

Las curvas muestran que las propiedades de modulación cruzada de la unión de colector mejoran con el aumento de V_{CE} . Además, se puede ver que para valores elevados de I_E , sería posible todavía una nueva reducción de la modulación cruzada si la influencia de la no linealidad de colector se pudiera eliminar completamente. Esto no se puede conseguir con un gran aumento de V_{CE} , porque la tensión de alimentación de los amplificadores de antena colectiva de televisión es de 24 V.

El único método que queda para eliminar la influencia de la no linealidad de colector consiste en disminuir considerablemente la componente de alta frecuencia de la tensión colector-emisor. Esto se puede conseguir para una tensión de salida constante utilizando un circuito cascode (fig. 6).

Haciéndolo así, la impedancia de carga T_1 se reduce de 75Ω a unos 2Ω debido a la presencia del transistor T_2 en base común. Esto disminuye considerablemente la tensión de alta frecuencia colector-emisor de T_1 .

La no linealidad de emisor de T_2 no contribuye a la distorsión porque está excitado por un generador de corriente. Además, la no linealidad debida a la modulación de la capacidad colector-base de T_2 es despreciable porque el transistor está conectado en configuración de base común de modo que la capacidad no puede producir realimentación.

La curva (3) de la figura 7 ha sido medida en este circuito cascode con realimentación en serie-paralelo. La curva (3) coincide con la línea a trazos, lo que muestra que sólo la no linealidad de emisor de T_1 es respon-

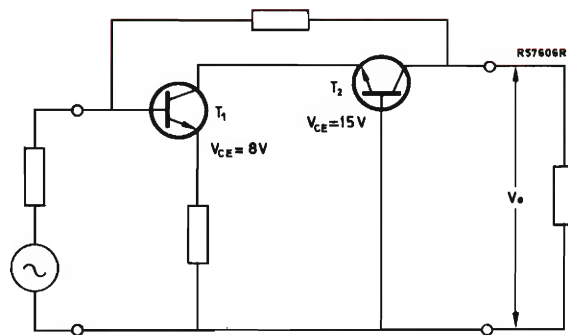


Figura 6. Circuito cascode con realimentación serie-paralelo.

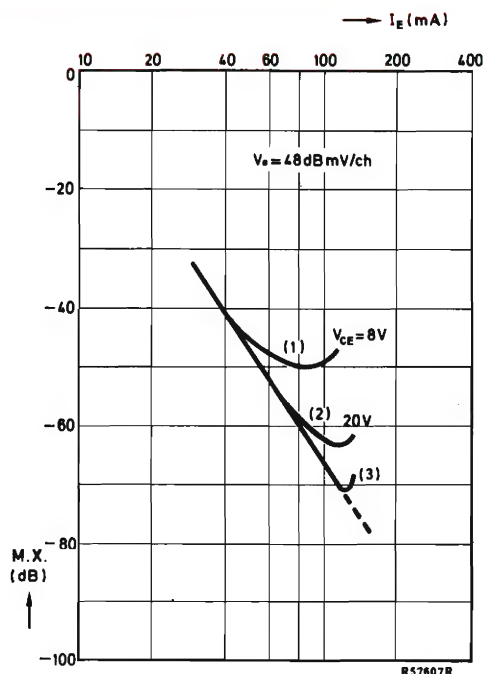


Figura 7.

sable del comportamiento de modulación cruzada del circuito.

La causa de la desviación de esta línea para niveles de I_E muy altos es la caída de f_T .

Parece que se ha conseguido la reducción de distorsión a expensas de un transistor adicional. Esto no es verdad, porque el circuito cascode puede proporcionar la ganancia necesaria 16 a 17 dB que normalmente se obtiene de dos etapas con realimentación serie-paralelo convencionales. Esto es debido al hecho de que, en el circuito cascode, la disminución de ganancia con el aumento de frecuencia producida por la realimentación mediante la capacidad interna de T_1 se ha eliminado a causa de su impedancia de carga muy baja.

Ventajas del circuito cascode

Las ventajas del circuito cascode son:

- mejores propiedades de distorsión,
- menor disipación de potencia, y
- menor ruido.

Su menor distorsión para niveles altos de I_E ha sido considerada en un apartado anterior. La segunda ventaja del circuito cascode sobre el amplificador serie-paralelo

convencional es su mucha menor disipación de potencia. Esto es porque los transistores están polarizados en serie para corriente continua, lo cual no es posible con el amplificador convencional. Si la corriente continua que pasa por los transistores de los dos amplificadores es la misma, la potencia consumida por el circuito cascode es la mitad de la consumida por el amplificador convencional.

La tercera ventaja del amplificador cascode es su factor de ruido más bajo. Para obtener la ganancia requerida de 16 a 17 dB, la resistencia de emisor de la primera etapa tiene un valor mucho menor, dando lugar a un factor de ruido más bajo para esta etapa. Del mismo modo, el ruido aportado por T_2 es menor debido a la elevada ganancia de potencia disponible de T_1 . Como consecuencia, el valor total de ruido de un circuito cascode es mucho menor que el de un amplificador convencional.

Volvamos a la ventaja de menor distorsión y veamos cómo se puede reducir aún más. Hemos visto que la unión de emisor de T_1 es la única causa de distorsión que queda y que los parámetros de la unión de emisor implicados son las corrientes. Hasta ahora, la disminución de la corriente de alta frecuencia de emisor no se ha utilizado como método para reducir la distorsión. La corriente de alta frecuencia de emisor puede disminuirse por:

- transformación de la impedancia de salida,
- empleo de amplificadores cascode en paralelo o en contrafase.

Se ha elegido el circuito en contrafase (fig. 8), porque éste proporciona también una disminución adicional de la distorsión de segundo orden.

El circuito en contrafase divide la corriente de alta frecuencia de emisor para cada rama, dando lugar a una reducción de modulación cruzada de 12 dB por rama. Debido a que la modulación no varía al sumar las señales de las dos ramas, la reducción de 12 dB de la modulación cruzada sigue siendo válida para el amplificador completo.

La figura 9 muestra las curvas de modulación cruzada en función de I_E para el canal 12. La curva (3) ha sido medida en el circuito cascode; la curva (5) en el amplificador cascode en contrafase.

Las medidas muestran las mejoras esperadas.

Debe observarse que, para máxima exactitud, todas las curvas de modulación cruzada dadas han sido medidas en el amplificador cascode en contrafase. En otros términos: el circuito serie-paralelo es la primera parte del circuito cascode, el cual a su vez es una rama del amplificador cascode en contrafase. De este modo se superan todos los efectos del montaje del amplificador.

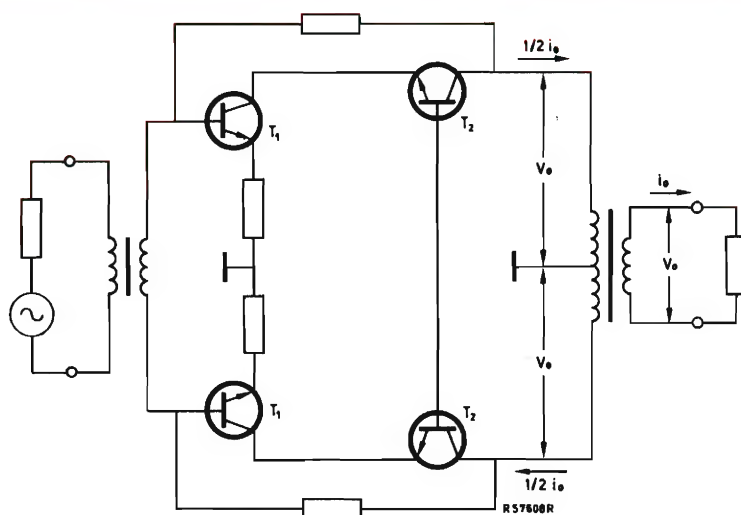


Figura 8. Amplificador cascode en contrafase con realimentación serie-paralelo.

Antes de comparar los resultados obtenidos en un amplificador cascode en contrafase y en un amplificador convencional, es necesario mencionar algunos puntos referentes al amplificador convencional.

La reducción de 12 dB de la modulación cruzada no

se puede conseguir en el amplificador convencional porque en éste no se ha eliminado la no linealidad de colector. Si predomina esta no linealidad, no se puede reducir la distorsión de este amplificador disminuyendo la corriente de alta frecuencia de emisor.

La figura 10 muestra un amplificador convencional. En este amplificador, T_2 es la principal fuente de distorsión del amplificador debido a que maneja las mayores señales de alta frecuencia. Como se dijo anteriormente, las resistencias de emisor de este amplificador son mayores que las del amplificador cascode en contrafase. Esto reduce algo la distorsión. Por otro lado, la distorsión aumenta por la primera etapa. Para reducirla, se ha elegido el mismo valor I_E que para la etapa final.

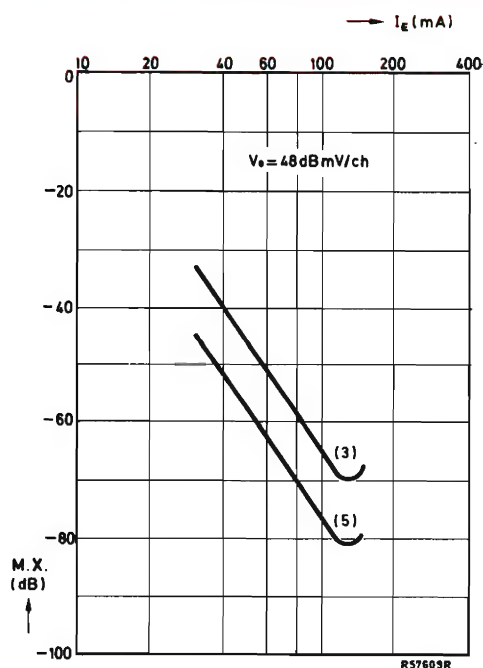


Figura 9.

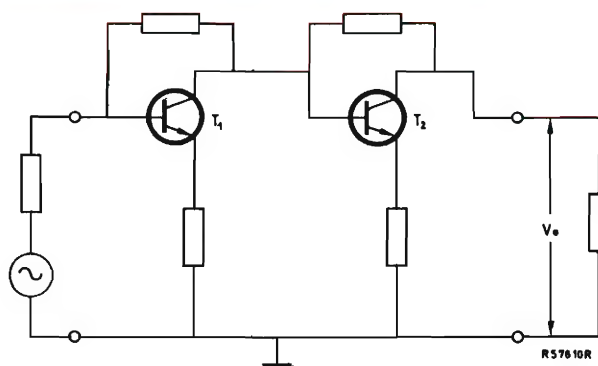


Figura 10. Amplificador convencional.

Ambos amplificadores se han diseñado de forma híbrida utilizando tecnología de película delgada. La corriente continua de emisor de los transistores es 90 mA.

La tabla 1 muestra como ambos módulos cumplen los requisitos de:

- ancho de banda de 30 a 320 MHz,
- ganancia de 16 a 17 dB,
- respuesta en frecuencia que disminuye hasta $\pm 0,2$ dB y se mantiene; aparecen pérdidas de 20 dB para 40 MHz y bajan a 1 dB para la frecuencia doble.

La tabla 2 muestra la intermodulación, la modulación cruzada del canal 12, la distorsión de segundo orden, el ruido y la disipación de potencia de ambos módulos híbridos.

El módulo cascodo en contrafase tiene:

TABLA 1

	<i>convencional</i>	<i>cascodo en contrafase</i>
ancho de banda	30 – 320 MHz	
ganancia	16 – 17 dB	
respuesta	$\leq \pm 0,2$ dB	
pérdidas aparecidas:		
40 MHz	≥ 20 dB	
320 MHz	≥ 17 dB	

- 13 dB menos de intermodulación,
- 14 dB menos de modulación cruzada,
- 19 dB menos de distorsión de segundo orden,
- 2,3 dB menos de ruido.

Todas estas ventajas se han obtenido sin aumentar la disipación de potencia.

TABLA 2

		<i>convencional</i>	<i>cascodo en contrafase</i>
intermodulación (DIN54004) $V_O = 65$ dB mV	dB	– 50	– 63
modulación cruzada (c. 12) $V_O = 48$ dB mV	dB	– 60	– 74
$V_O = 32$ dB mV	dB	– 92	– 106
distorsión de segundo orden $V_O = 48$ dB mV	dB	– 63	– 82
factor de ruido	dB	8,5	6,2
disipación de potencia	W	4,8	4,8

APLICACIONES DEL CIRCUITO INTEGRADO TCA 240

El TCA240 es un circuito integrado doble modulador/demodulador equilibrado. Es un dispositivo de aplicación general; sus aplicaciones típicas son en amplificadores diferenciales, mezcladores y comparadores de fase, así como en moduladores y demoduladores.

Este artículo describe aplicaciones del TCA240 en circuitos de banda lateral única de alta frecuencia. Los circuitos descritos son: un mezclador de banda ancha, un modulador equilibrado, un detector de producto y un doblador de frecuencia de banda ancha.

Descripción del circuito integrado TCA240

La figura 1 muestra un esquema de circuito del TCA240, con conexiones externas. Un circuito con dos transistores en emisor común (TR_1, TR_2) se alimenta a partir de un transistor (TR_3) y de un generador de corriente constante (TR_4): esta disposición está repetida por TR_5 a TR_8 . Dentro de pequeños límites, las dos partes del circuito tienen idénticas características. La excelente adaptación y el seguimiento de temperatura de los transistores permiten el uso de técnicas de circuito que no pueden aplicarse con dispositivos discretos.

Mezclador de banda ancha

En la figura 2 se da el circuito de un doble mezclador equilibrado con entrada y salida no sintonizadas.

La señal de entrada modulada se aplica a la base del transistor TR_7 que controla la corriente a través del amplificador diferencial TR_5, TR_6 . Además, una señal del oscilador local alimenta a una parte de ambos amplificadores diferenciales formados por TR_1, TR_2 y TR_5, TR_6 . La salida obtenida en las patillas 13, 14 es igual al producto entre la frecuencia del oscilador local y la de la señal, y contiene la salida de frecuencia intermedia deseada.

La ganancia del circuito puede controlarse mediante un resistor R_9 , conectado entre las patillas 1 y 8 del TCA240. Efectivamente, este resistor desacopla los emisores de los resistores R_7 y R_8 , y si su valor disminuye, la ganancia del circuito aumenta. Al mismo tiempo se reduce la capacidad de manejo de señal del mezclador; por esto, es necesario cierto compromiso.

La amplitud de la salida del mezclador es proporcional

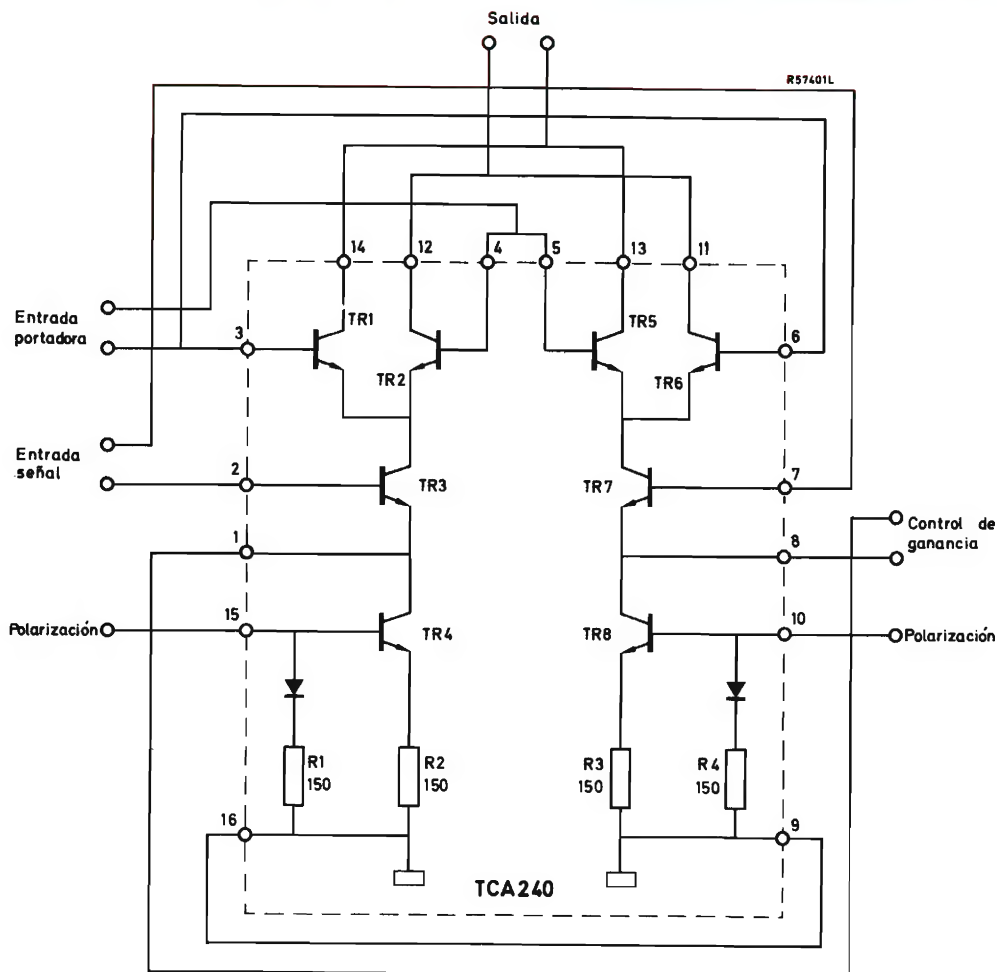


Figura 1. Circuito del TCA240, con conexiones externas.

no sólo al nivel de la señal de entrada, sino también al de la señal del oscilador local. Si la amplitud de la señal del oscilador es superior a 100 mV, se produce limitación y el nivel de salida ya no está afectado por un aumento en el nivel de entrada de la señal del oscilador. En estas condiciones, se producen armónicos en la salida; esto no es deseable en un circuito de banda ancha con baja selectividad. Para asegurar que no se produzca limitación, el nivel de señal del oscilador debe permanecer por debajo de 20 mV.

El mezclador funciona a partir de una única alimentación de 12 V y la polarización de los transistores individuales se obtiene a partir de la cadena de resistores R_1 a R_3 de 1 k Ω . La impedancia de entrada está definida por los resistores R_4 a R_6 : sus valores pueden variar si se requiere una impedancia de entrada distinta de 50 Ω . Pero si los valores de estos resistores se hacen mayores que

1 k Ω , puede disminuirse la estabilidad de temperatura del mezclador.

Detector de producto de 10 MHz para banda lateral única

El circuito mezclador de la figura 2 puede modificarse para utilizarlo como un detector de producto para señales de banda lateral única. El circuito resultante se muestra en la figura 3. La señal de frecuencia intermedia se mezcla con una señal del oscilador de frecuencia de batido o de inserción de portadora, dando una señal de salida deseada en frecuencia de audio. La señal de salida no deseada igual a la suma de las frecuencias de entrada se elimina por el sencillo filtro pasa-bajos formado por R_{12} , C_9 , C_{10} .

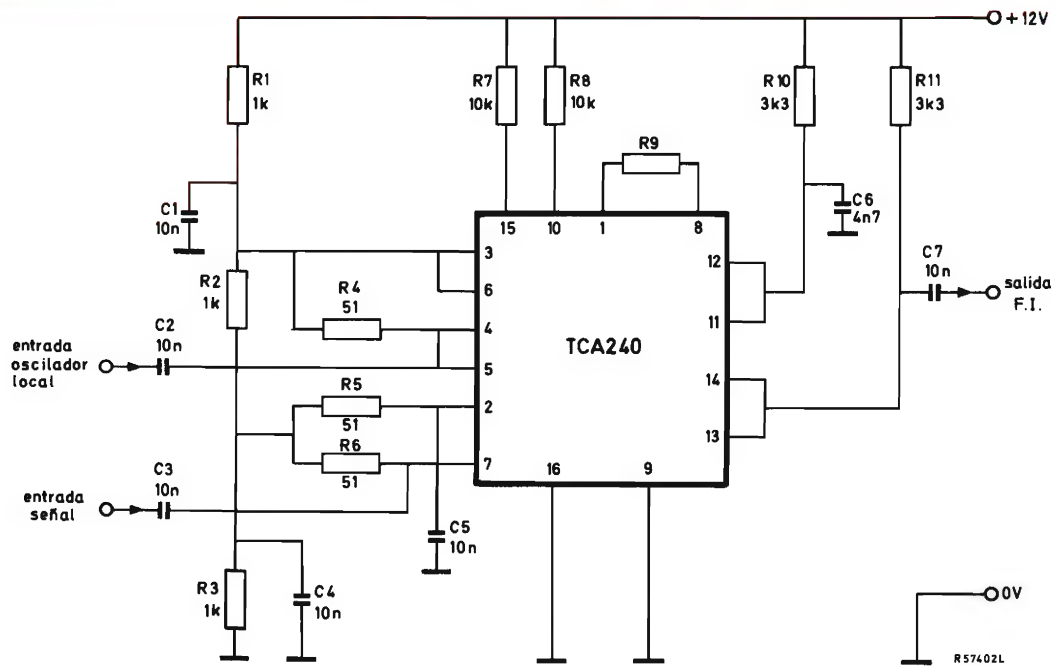


Figura 2. Doble mezclador equilibrado de banda ancha.

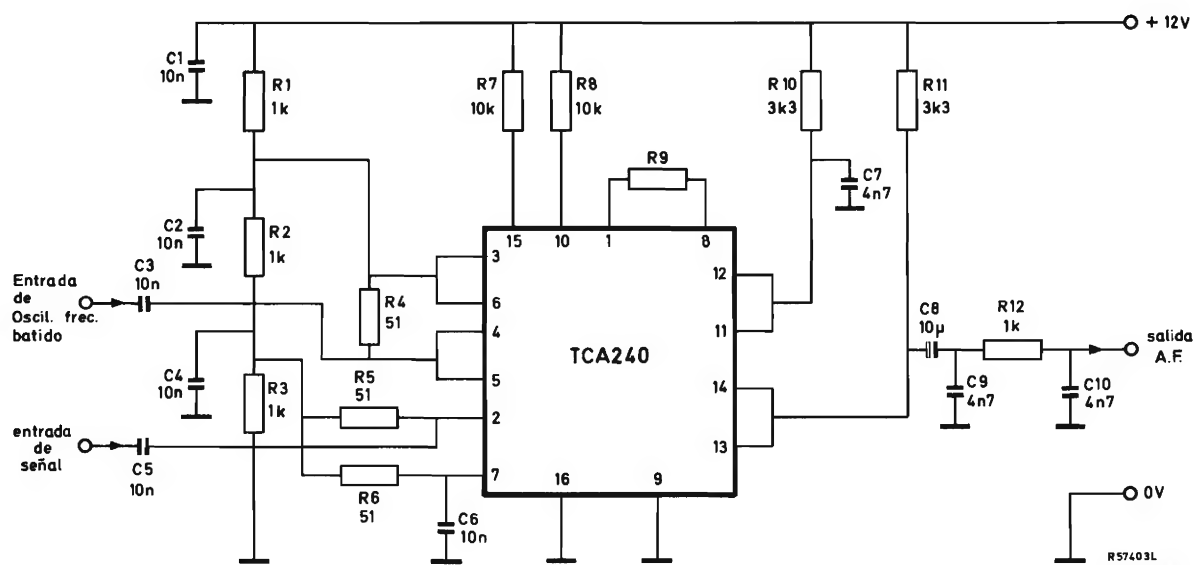


Figura 3. Detector de producto.

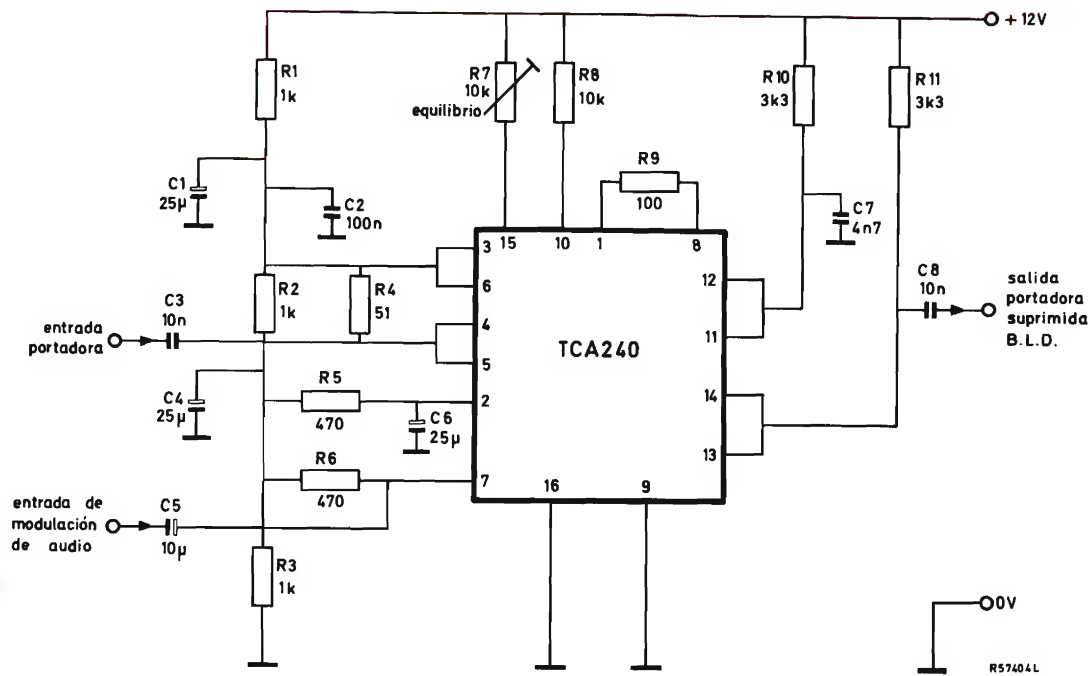


Figura 4. Modulador equilibrado.

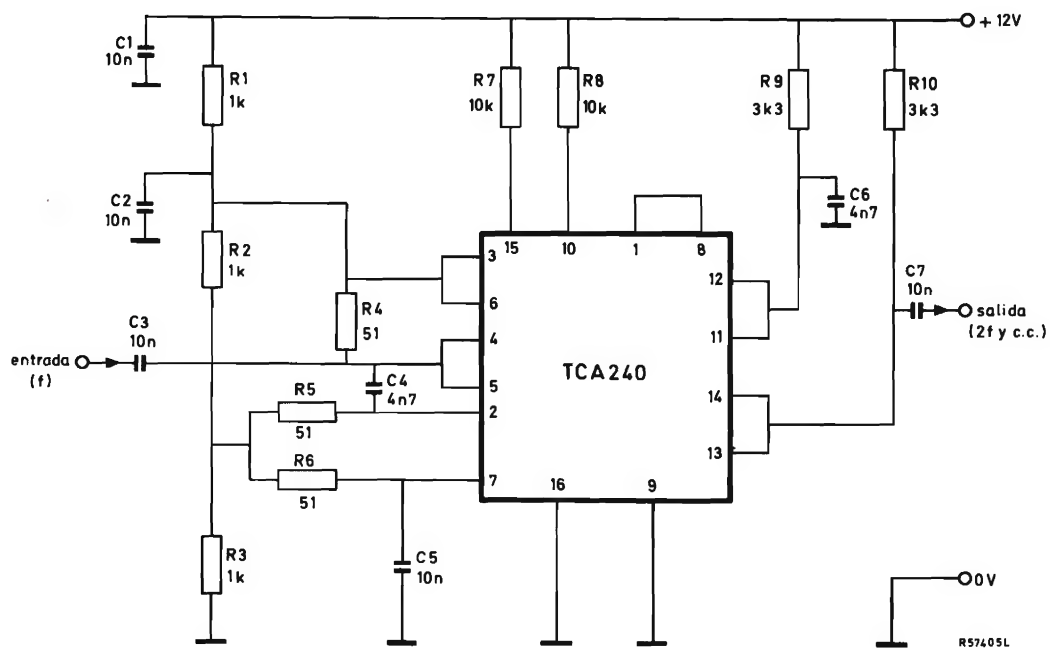


Figura 5. Doblador de frecuencia de banda ancha.

Modulador equilibrado

Un transmisor para funcionamiento en banda lateral única o banda lateral doble requiere un modulador de amplitud equilibrado con supresión en la salida de la frecuencia de la portadora. En los circuitos mezclador y detector descritos anteriormente, hay cierta salida residual en la frecuencia portadora, debido al efecto en el equilibrio del circuito de las tolerancias de los componentes. En el circuito del modulador equilibrado de la figura 4, el resistor de polarización R_7 se hace ajustable y así se puede eliminar cualquier pequeño desequilibrio. Para ajustar el circuito sólo es necesario ajustar R_7 para mínima salida de portadora.

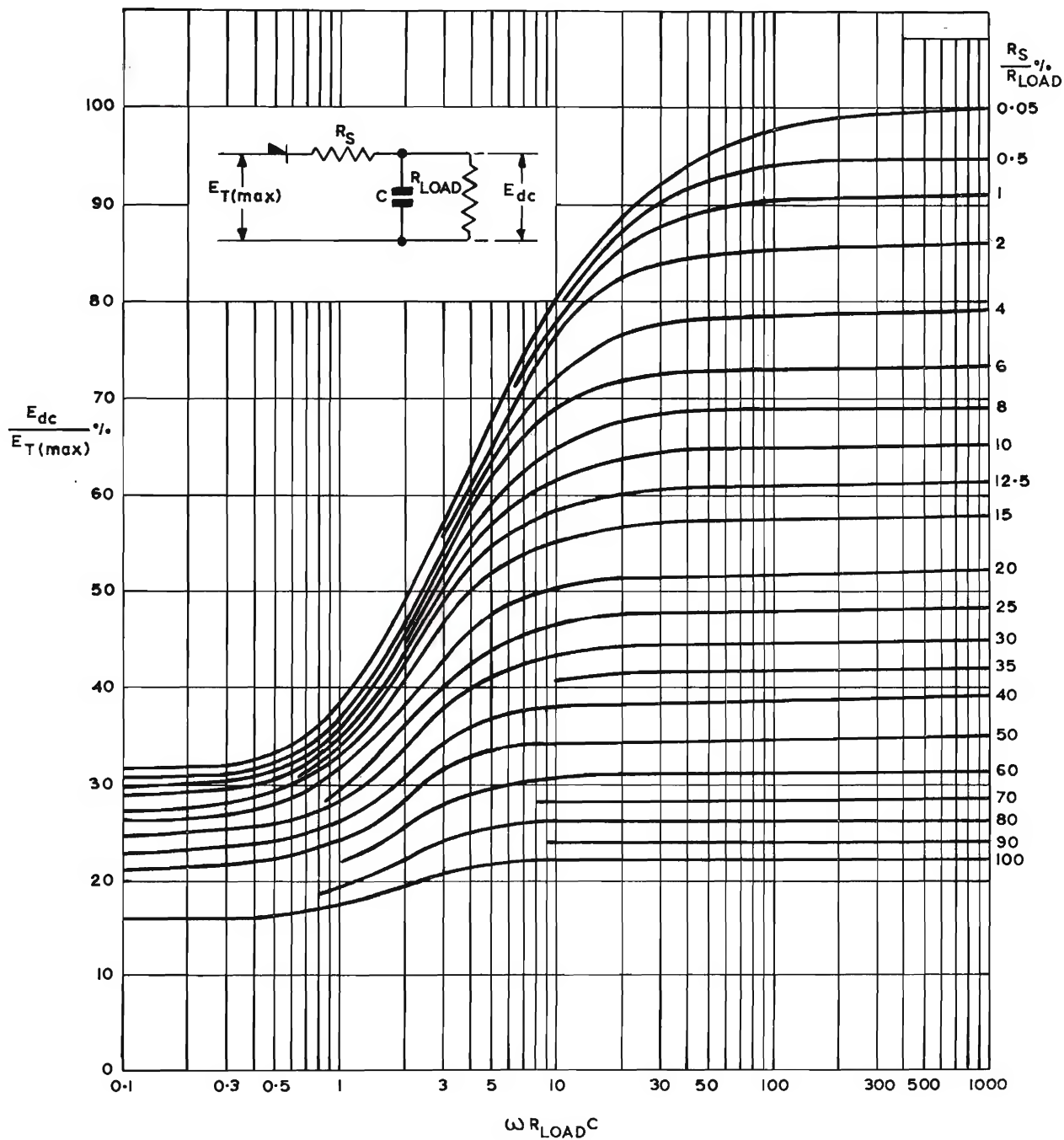
El circuito se puede utilizar como un modulador de amplitud convencional, si la polarización de las dos partes del circuito se desequilibra deliberadamente. De este

modo puede obtenerse una señal de amplitud modulada con índice de modulación variable.

Doblador de frecuencia de banda ancha o detector de fase

En el circuito de la figura 5, se conectan las dos entradas del TCA240 mediante el condensador C_4 de 4,7 nF. De este modo, se aplica la misma señal a ambas entradas, y la salida tiene una componente al doble de la frecuencia de entrada.

Si se proporcionan dos entradas separadas, también hay una componente de corriente continua, el nivel de la cual depende de la relación de fase entre las señales de entrada. Así, el circuito puede funcionar como detector de fase en aplicaciones tales como bucles de fase sintonizada (phase-locked-loops).



Circuito rectificador de media onda (C en F y R en Ω)

LA SERIE FZ/30 EN TEMPORIZADORES DIGITALES

La serie FZ/30 de circuitos integrados es una familia lógica que, debido a sus características de inmunidad a ruidos tanto dinámica como estática, resulta imprescindible en equipos de control insensibles a ruidos.

En este artículo se describe la aplicación de estos circuitos en temporizadores, haciendo un amplio estudio de su utilización en un reloj digital.

Los temporizadores analógicos empleados para control de procesos programados en industria están siendo reemplazados gradualmente por temporizadores digitales. Esto es debido a que el temporizador digital se programa más fácil y más exactamente; también puede conectarse fácilmente un impresor de tiempos. Este hecho es especialmente importante para equipos de medida en los que interesa conocer el tiempo, tales como registradores automáticos de histograma que, por ejemplo, detectan horas punta. Conectado a un visualizador digital, puede utilizarse en relojes digitales en fábricas, oficinas y edificios públicos. Sin embargo, la interferencia eléctrica relativamente grande que se encuentra generalmente en dichas zonas no debe afectar a la función del temporizador. Para ello se puede utilizar la ventaja de la elevada

inmunidad al ruido de los circuitos lógicos de la serie FZ/30. En las figuras 1 y 2 se muestra una aplicación del temporizador en un reloj digital, conectado a una unidad de visualización NDU14.03. El tamaño de las cifras de esta unidad (14 cm de alto por 10 cm de ancho) es claramente legible a 70 m con ángulo de visión de 120°. La formación de las cifras por medio de una matriz de 7 X 5 lámparas evita el error de lectura incluso en el límite de legibilidad (véase también la figura 4).

La figura 1 muestra el diagrama de bloques, la figura 2 el esquema del circuito del reloj. A partir de la alimentación de red de 50 Hz, un rectificador de onda completa seguido de un conformador de impulsos proporciona una onda cuadrada de 100 Hz. Esta se divide por 6000 para

dar impulsos con intervalo de un minuto (fig. 2a) que excitan el circuito del reloj (fig. 2b). El circuito del reloj comprende un divisor por diez, seguido de un divisor por seis, cada uno con su propia unidad de visualización. La salida del divisor por seis proporciona impulsos con intervalo de una hora a otro divisor por diez seguido de un divisor por tres, también con sus propias unidades de visualización. Tan pronto como estos dos visualizadores registran las cifras 24, se pone a cero el circuito completo. El interface indicado en los bloques de visualización de la figura 1 adapta los circuitos lógicos de 5 V del visualizador a la serie FZ/30 de 12 V - 15 V.

Para poner en marcha el reloj por medio de una señal

de tiempo normalizada, se preselecciona el tiempo mediante los conmutadores rotativos $U_{24} - U_{27}$. Un poco antes de la señal de tiempo esperada, se conecta el conmutador de preajuste (fig. 2c). Como resultado, el reloj se pone primero a cero por un circuito monoestable y después se ajusta a la hora seleccionada.

Dejando libre el conmutador de preajuste en cuanto se percibe la señal de tiempo, el reloj se pone nuevamente en marcha.

La figura 3 muestra el esquema de cableado del circuito total de la figura 2 (incluido el generador de impulsos de un minuto y el generador de señal de puesta a cero y de preajuste).

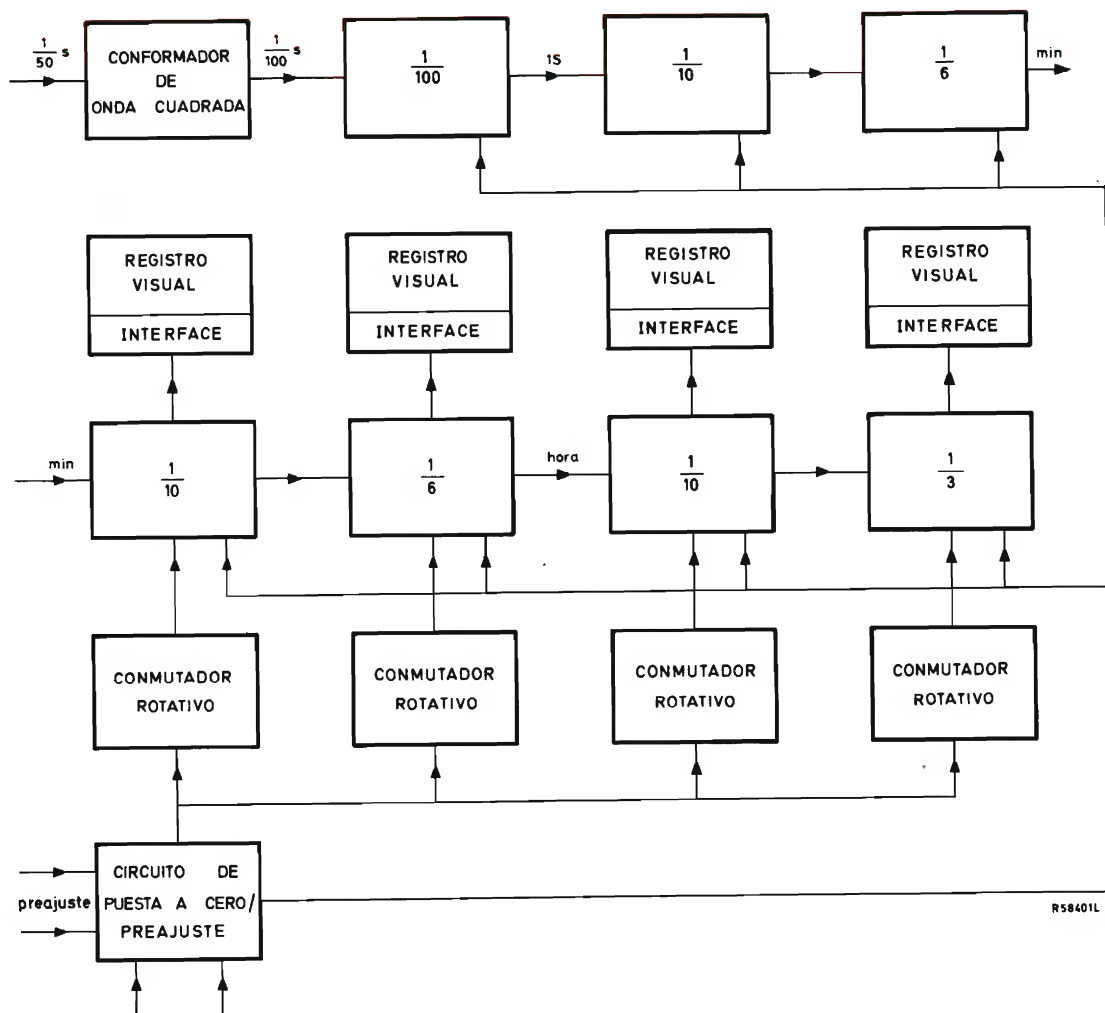


Figura 1. Diagrama de bloques del reloj de 24 horas.

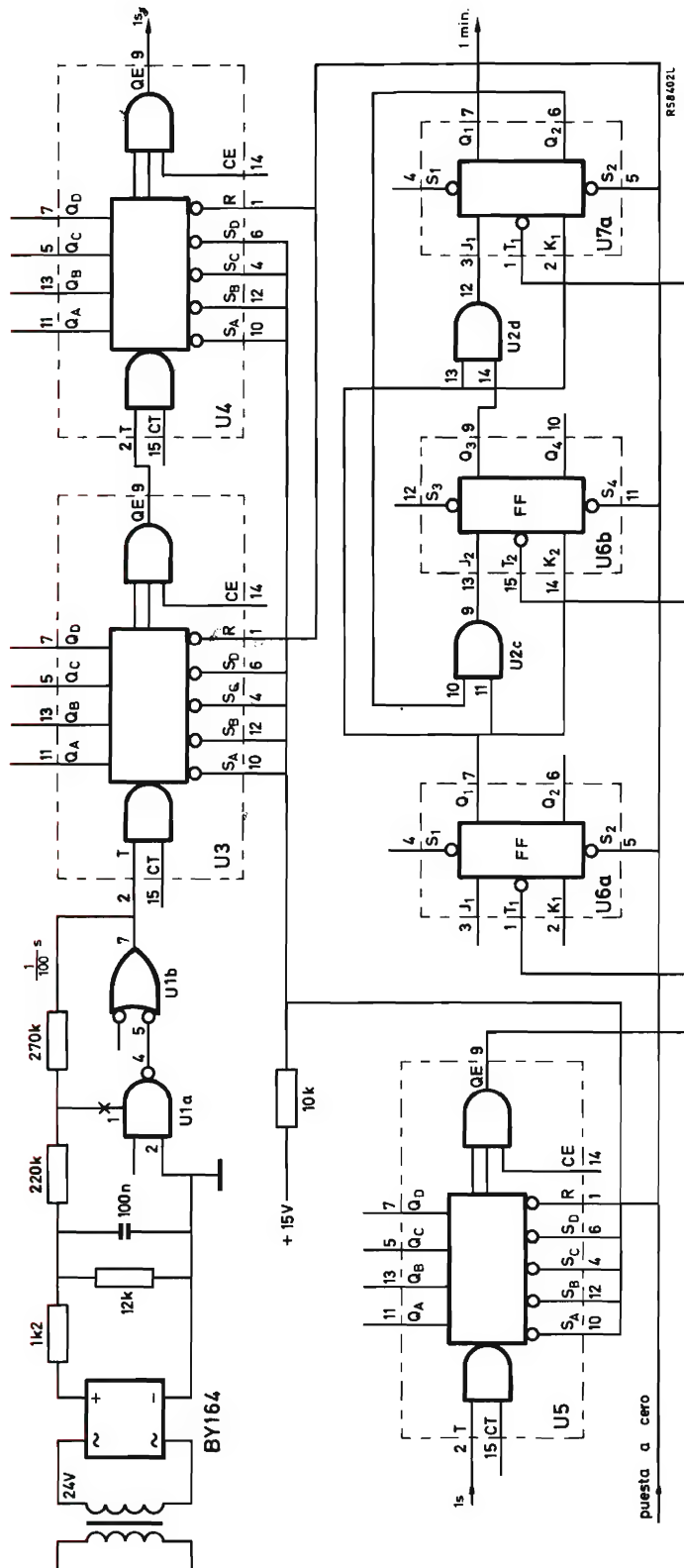


Figura 2a. Generación de impulsos de un minuto.

- | | | | |
|-----------------------|----------------------------|----------------------------------|---------------------|
| U_1 | U_4, U_5, U_{10}, U_{11} | $U_{14}, U_{15}, U_{16}, U_{17}$ | $= FZH161/4.LI31$ |
| U_2 | U_6, U_7, U_8, U_9 | U_{18} | $= FZH141/2.NAND32$ |
| U_3, U_{12}, U_{13} | | U_{19} | $= FZK101/OS30$ |
| | | $U_{20}, U_{21}, U_{22}, U_{23}$ | $= NDU14.03$ |
| | | $U_{24}, U_{25}, U_{26}, U_{27}$ | $= M1248/N$ |

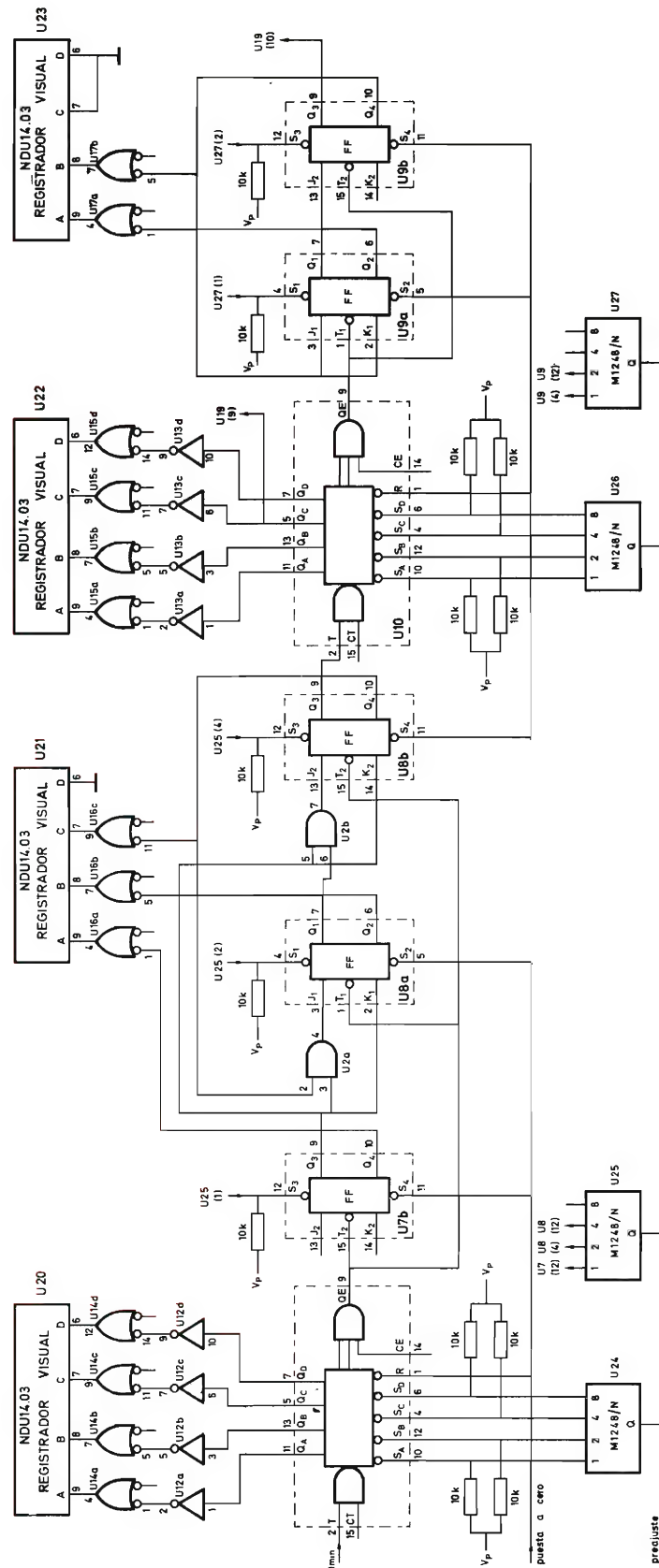


Figura 2b. Circuito de reloj con puesta a cero y preajuste, y alimentado en su entrada con impulsos de un minuto.

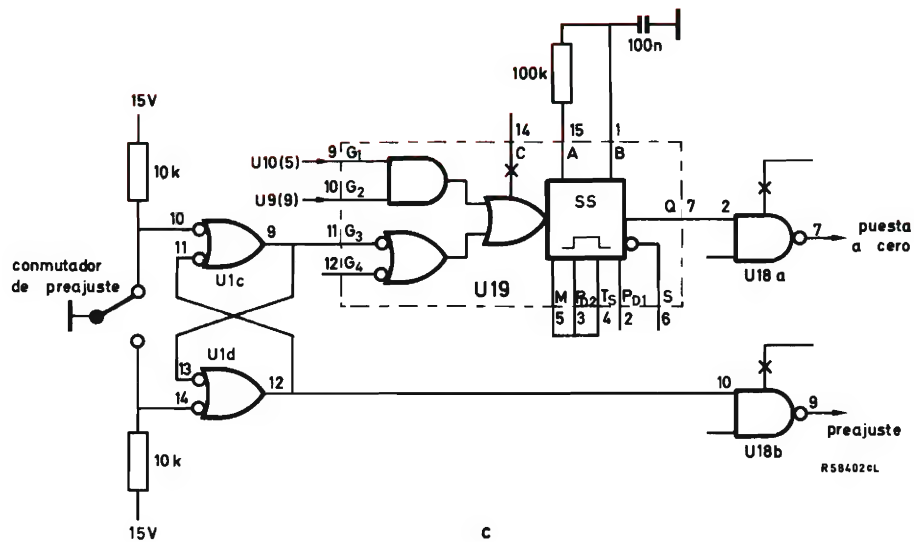


Figura 2c. Generación de las señales de puesta a cero y de preajuste.

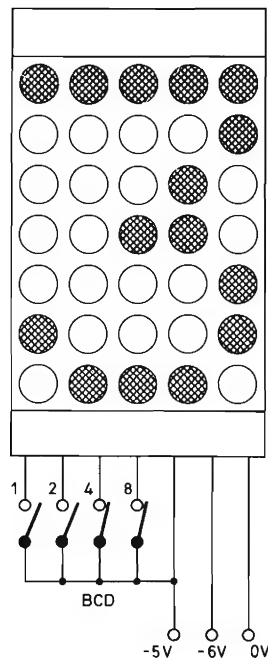
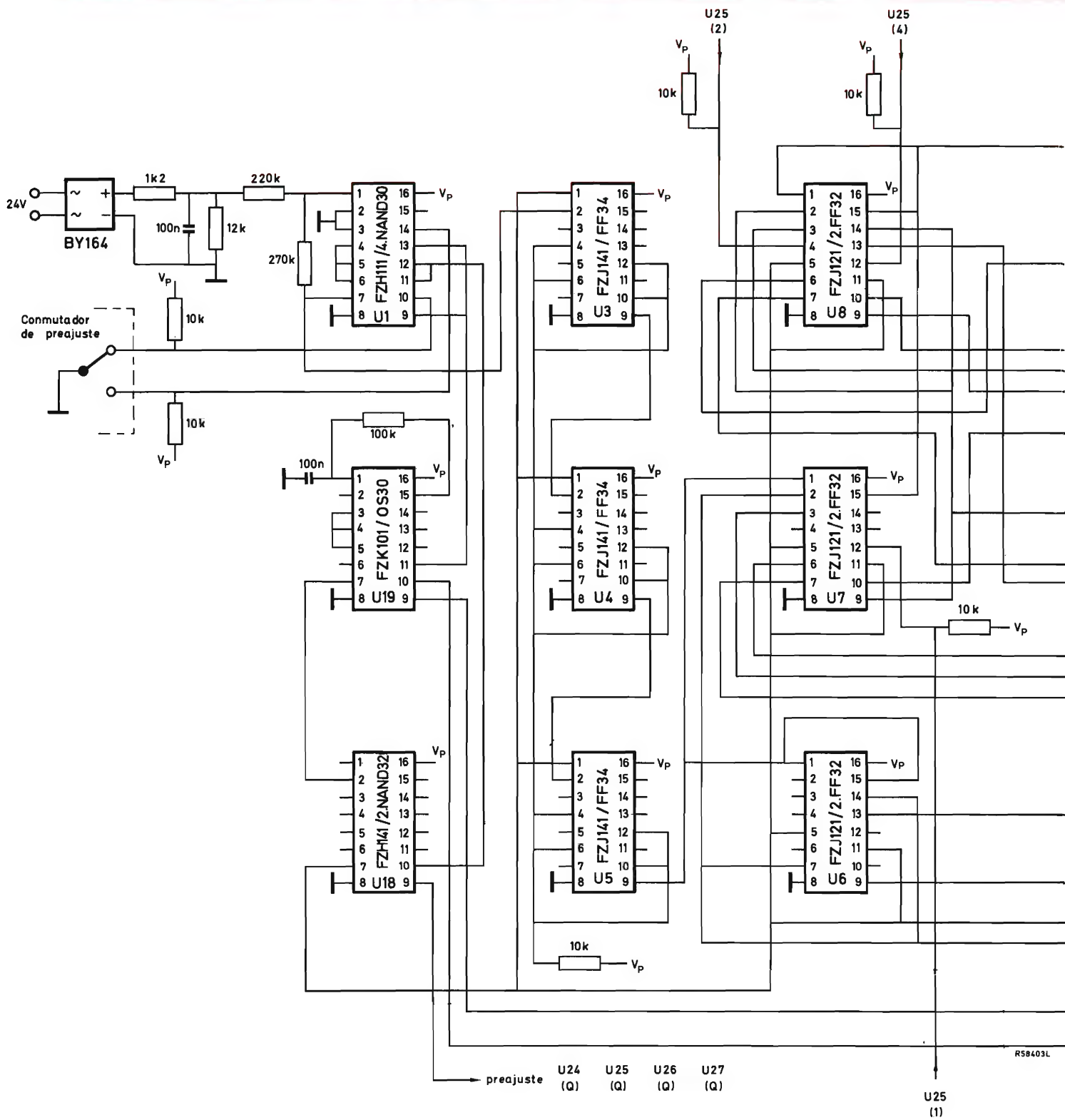


Figura 4. Unidad de visualización NDU14.03. Dimensiones de las cifras 10 X 14 cm. Tensiones de alimentación: lámparas = -6 V; circuitos lógicos = -5 V.



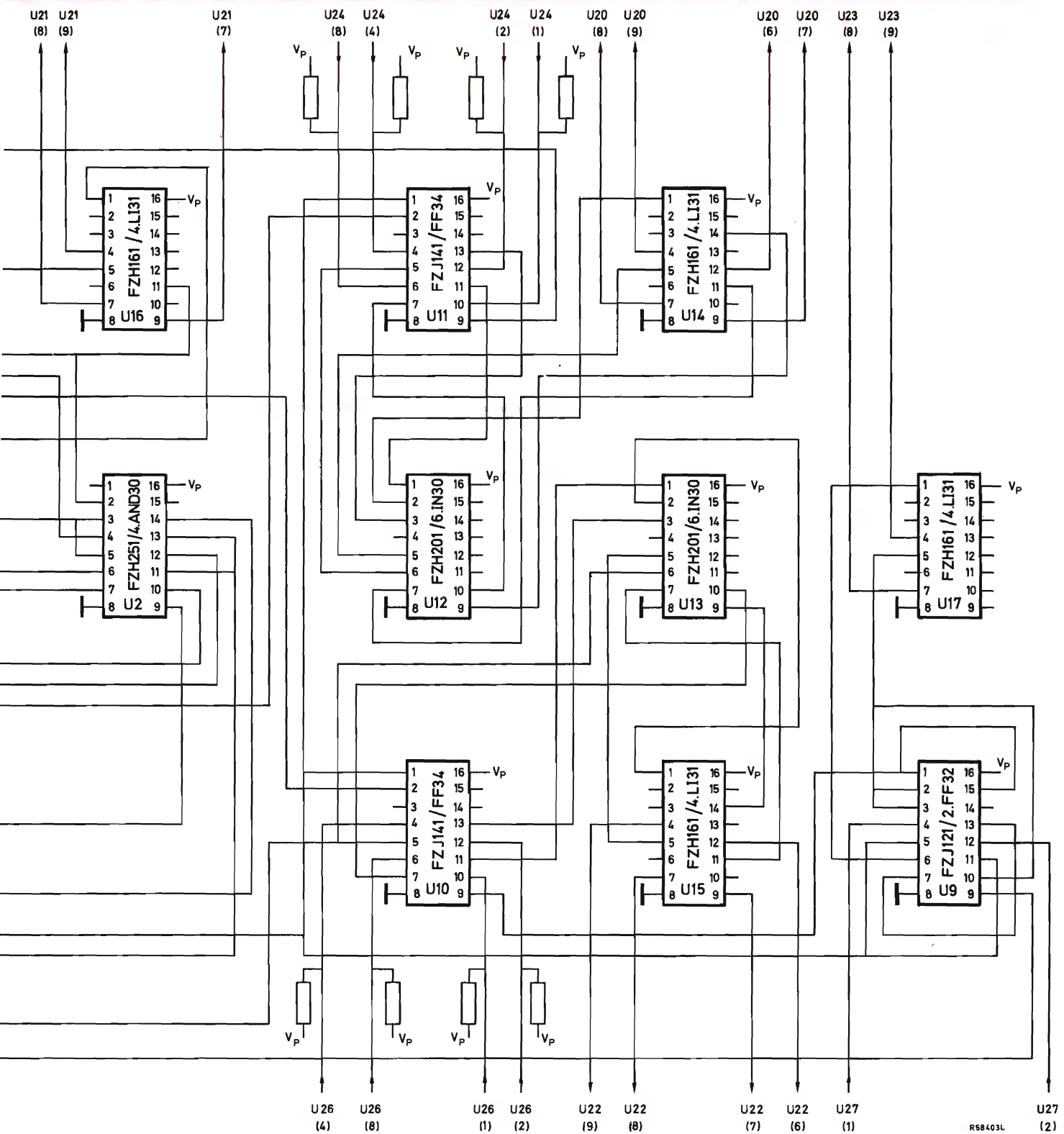
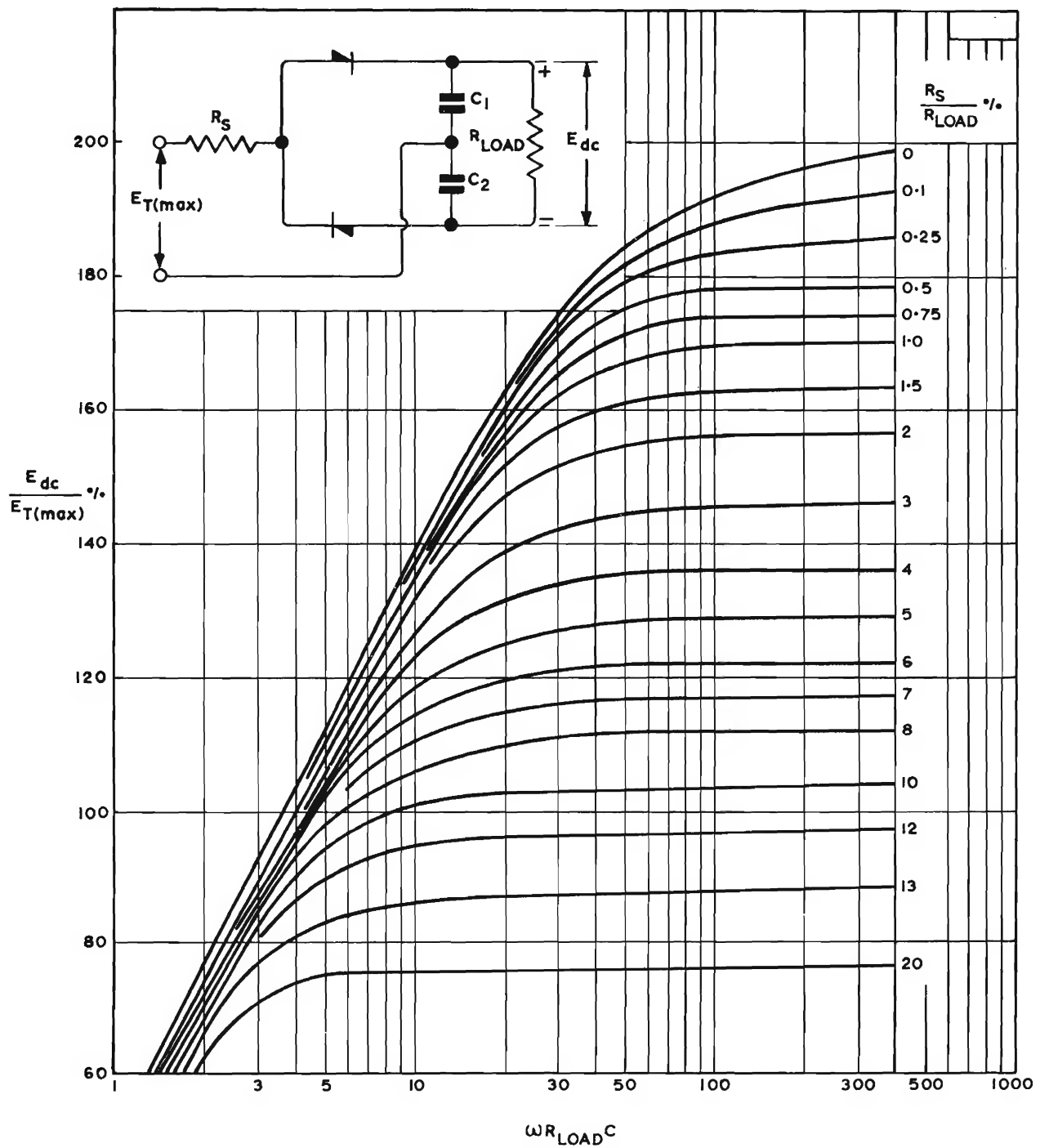


Figura 3. Esquema de cableado del circuito del reloj incluyendo el generador de impulsos de un minuto y el generador de señal de puesta a cero y de preajuste.



Circuito doblador de tensión (C en F y R en Ω)

SOAR

El método SOAR de especificación se ha realizado gracias al mejor conocimiento de los mecanismos de fallo del transistor de potencia. En esencia, este método de especificación unifica las diferentes limitaciones del transistor.

La parte I de este artículo examina los diferentes mecanismos de fallo, particularmente el fenómeno de segunda ruptura. Se explica la filosofía de las especificaciones SOAR y se describen métodos de control de calidad y de inspección para definir el área de funcionamiento de seguridad (SOAR) para cualquier transistor que se examine. Hay también un estudio de la condición de polarización inversa y de los métodos con los que se fijan y mantienen los valores límite de polarización inversa.

En la parte II se describirán con detalle los métodos recomendados para utilizar las curvas SOAR, así como los procedimientos para determinar las condiciones térmicas de funcionamiento del transistor.

El uso apropiado de las características publicadas para transistores de potencia, en particular las curvas del área de funcionamiento de seguridad, mejorarán la fiabilidad de algunos diseños de circuitos de potencia.

El área de funcionamiento de seguridad (SOAR) se trata en tres partes: el nivel de potencia y causas del fallo; control de calidad y determinación de las características publicadas, y diseño para funcionamiento en c.c. y con impulsos.

1. LIMITACIONES DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA

Antes de examinar con detalle el área de funcionamiento de seguridad (SOAR), se describirán primero los factores que conducen a este método de especificación. Estos son los factores que fijan los límites prácticos para las posibilidades de un transistor dado. Estas limitaciones no sólo se aplican a los transistores de potencia, sino a todos los transistores. Los transistores de potencia difieren de los de pequeña señal sólo en la máxima potencia que pueden disipar, y en el entorno de este máximo en el que normalmente funcionan. Precisamente esta diferencia es la que ha conducido al método de especificación SOAR.

La tabla 1 da una lista de los símbolos de caracterís-

ticas y de otros parámetros que aparecen en el estudio del área de funcionamiento de seguridad (SOAR); estos símbolos y sus definiciones se basan en las recomendaciones de la publicación I.E.C. 148.

Las características del transistor de potencia están basadas en el sistema de valores límite definido en la publicación I.E.C. 134. Este sistema incorpora la definición de que "...los valores están elegidos por el fabricante del dispositivo para proporcionarle una duración aceptable..." Los principales valores límite de los transistores de potencia están basados en los máximos niveles permisibles de corriente, tensión, potencia y temperatura, completados con un gráfico que muestra la variación de estos límites. El área formada, añadiendo una cuarta condición límite para la segunda ruptura, constituye el área de funcionamiento de seguridad (SOAR) del tran-

Tabla 1. Símbolos y definiciones.

Símbolo	Definición
h_{FB}, h_{FE}	ganancia de corriente continua (valor estático de la relación de transferencia de corriente directa; la tensión de salida permanece constante)
I_B, I_C, I_E	corriente continua total o media
I_{BM}, I_{CM}, I_{CEM}	valor máximo (pico) de la corriente total
I_{CBO}	corriente de corte de colector (emisor en circuito abierto)
I_{CEO}	corriente de corte de colector (base en circuito abierto)
P_{tot}	disipación total de potencia en el dispositivo
R_{BE}	resistencia externa base-emisor
R_{th}	resistencia térmica
$R_{th j-mb}$	resistencia térmica entre la unión y la base de montaje
$R_{th j-a}$	resistencia térmica entre la unión y el ambiente
T_a	temperatura ambiente
T_j	temperatura de unión
ΔT_{j-mb}	diferencia de temperatura entre la unión y la base de montaje
t_p	duración del impulso
V_{BE}, V_{CB}, V_{CE}	valor total (c.c. o medio) de la tensión
$V_{(BR)}$	tensión de ruptura
V_{CES}	tensión colector-emisor con el colector cortocircuitado con la base
V_{CEX}	tensión colector-emisor en un circuito específico
$V_{(BR)CES}$	tensión de ruptura colector-emisor con el colector cortocircuitado con la base
$V_{(BR)CBO}, V_{(BR)CEO}, V_{(BR)EBO}$	tensión de ruptura entre el terminal indicado por la letra del primer subíndice después de paréntesis y el terminal de referencia (segunda letra) cuando el tercer terminal está en circuito abierto
$V_{CBO}, V_{CEO}, V_{EBO}$	tensión del terminal indicado por la primera letra del subíndice respecto al terminal de referencia (segunda letra) con el tercer terminal en circuito abierto
Z_{th}	impedancia térmica
δ	factor de trabajo (t_p/τ)
τ	período del tren de impulsos ($1/f$).

sistor. Uno de estos gráficos se da en la figura 1, mientras que en la figura 2 se ilustra, mediante un gráfico tridimensional, la relación entre el SOAR y la fiabilidad.

De los cuatro límites del SOAR, dos, V_{CE} y la segunda ruptura, están relacionados con las propiedades del propio chip, mientras que los otros, I_C y P_{tot} , están relacionados con el efecto de la temperatura en el chip y en su cápsula. Primero se estudiarán los efectos de la temperatura.

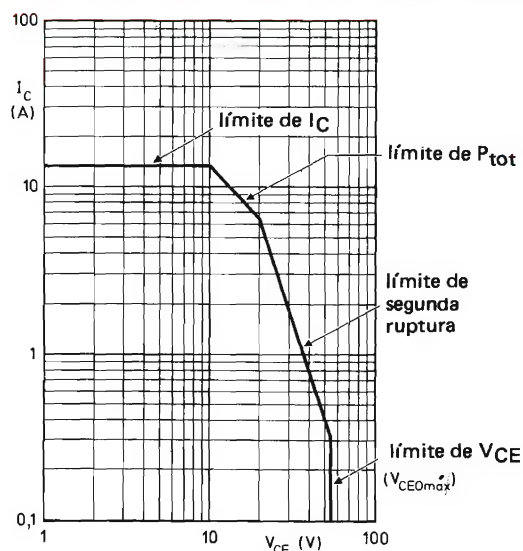


Figura 1. Gráfico típico SOAR con los límites indicados.

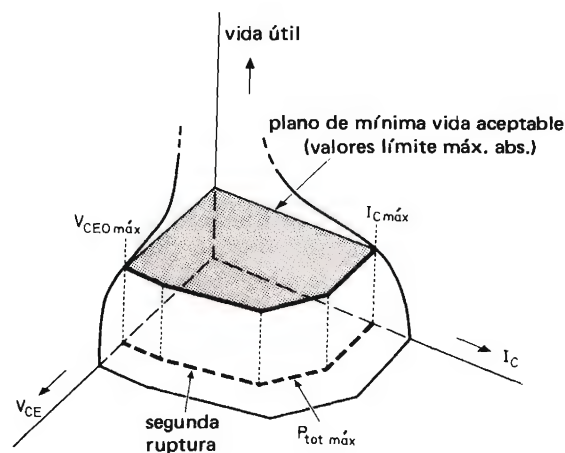


Figura 2. Los valores reales asignados a los límites SOAR están relacionados con la vida esperada del transistor. Se puede describir el SOAR como plano de mínima vida aceptable.

1.1. Temperatura

Un transistor de potencia completo es mucho más que un chip semiconductor. Los procesos para hacer las conexiones al chip y para proporcionarle una cápsula, introducen cierto número de materiales y tecnologías adicionales. La figura 3 muestra una serie de transistores de potencia preparados para su encapsulado. Antes de alcanzar esta etapa, la placa manipulada ha sido metalizada, dividida en chips y éstos unidos a un soporte. Los terminales de la base y del emisor se unen después a la metalización, y así los transistores quedan preparados para el encapsulado. Cada material y técnica que se introduce en este proceso puede imponer limitaciones en el transistor como componente terminado. La más importante de estas limitaciones es la temperatura.

Las excesivas temperaturas pueden modificar los materiales

El efecto de temperatura excesiva en los materiales utilizados en un transistor terminado constituye el mecanismo principal de desgaste. Los diferentes materiales en íntimo contacto pueden formar productos de reacción con propiedades indeseables. Algunos materiales pueden fundirse o disociarse. Si la unión chip-cápsula se altera (por fusión), $R_{th jmb}$ puede aumentar, conduciendo a mayor temperatura del chip y a la reducción de vida o fallo prematuro debido a la aceleración de uno u otro de los mecanismos de desgaste. Por tanto, aunque el desgaste no es necesariamente función lineal de la tempe-

ratura, la temperatura de ciertas partes del componente dentro de la cápsula puede fijar algunos de los valores límite de un transistor. Además, la máxima temperatura de unión puede estar regida por consideraciones de la corriente de fuga, particularmente para los tipos de alta tensión.

La disipación de potencia provoca aumento de temperatura

La máxima temperatura en la cual un transistor puede funcionar y, como consecuencia, la máxima potencia que puede permitirse disipar en un medio térmico dado, puede estar fijada por el mismo chip o por una de las consideraciones del material mencionadas antes. Para funcionamiento en c.c.:

$$T_{j\text{ máx}} = P_{\text{tot máx}} \cdot R_{th j-mb} + T_{mb}$$

No obstante, un breve repaso de las características (por ejemplo en la figura 1) revelará rápidamente que $I_{C\text{ máx}}$ está limitada normalmente por algún otro aspecto de construcción del dispositivo. Este puede ser el producto I^2t permisible en los hilos de conexión interna, como podría ser con los transistores que se muestran en la figura 3. El tamaño del chip y la metalización son también posibles factores de limitación. En la práctica, estos componentes se diseñarán para permitir que $I_{C\text{ máx}}$ sea suficiente para la aplicación del transistor propuesta.

1.2. Limitaciones de la tensión de ruptura en avalanche

Si un transistor funciona con algún valor pequeño de I_C , tal que $I_C \cdot V_{CE} \ll P_{\text{tot máx}}$, y con V_{BE} próximo a cero, entonces, si V_{CE} aumenta progresivamente, se observará un repentino aumento de I_C para una determinada tensión (figura 4). Este es un ejemplo de avalanche o primera ruptura. Puede explicarse considerando la influencia de V_{CB} en h_{FB} .

Las características de colector de un transistor bipolar NPN están gobernadas, en estado no saturado, por tres parámetros principales: I_{CBO} , h_{FB} y $V_{(BR)CBO}$. El valor de h_{FB} está determinado esencialmente por el producto de la eficiencia de emisor, el factor de transporte de la base, y la multiplicación de corriente en el colector. La dependencia de la multiplicación de corriente de colector da lugar a que h_{FB} sea también dependiente de V_{CB} . Si un transistor está polarizado en sentido directo, un flujo de portadores de carga pasa de la base a la zona de empobrecimiento base-colector donde son acelerados por el campo eléctrico asociado.

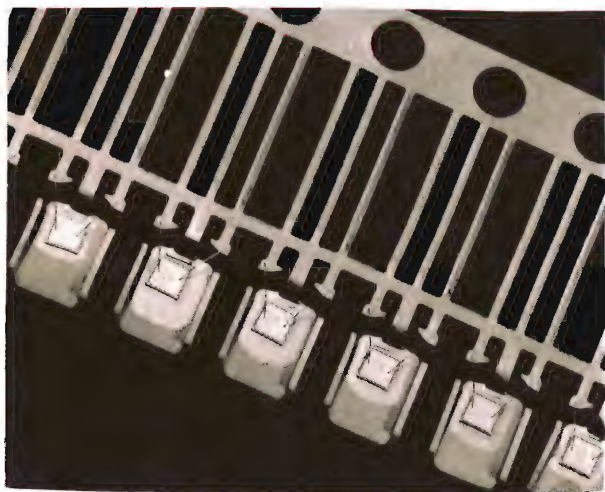


Figura 3. Placa de transistores antes del encapsulado, indicando algunos detalles de la construcción.

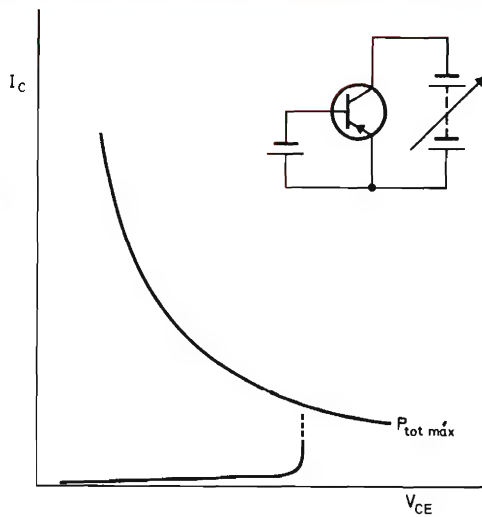


Figura 4. Para valores de V_{CE} próximos a V_{CEO} , puede producirse ruptura en avalanche.

Después de la aceleración, los portadores pueden haber adquirido energía suficiente para liberar pares de portadores secundarios. La probabilidad de liberación crece con V_{CB} . Si V_{CB} aumenta hasta $V_{(BR)CBO}$, cada portador de carga primario, por término medio, liberará un par portador secundario, el cual a su vez liberará otro par portador. Este efecto es acumulativo y da lugar a una descarga mantenida por sí sola.

Si V_{BE} es igual a cero, $V_{(BR)CB} = V_{(BR)CES}$, la tensión de ruptura colector-emisor con la base cortocircuitada al emisor. El valor de V_{CE} para la ruptura de avalanche depende de V_B , como se ve en la figura 5.

La corriente proporcionada y, por tanto, la disipación de potencia, permanece baja, la ruptura en avalanche normalmente no es un fenómeno perjudicial.

1.3. Segunda ruptura: alta potencia y alta tensión

Si la corriente de colector de la figura 4 pudiera aumentar sin límite después de la ruptura en avalanche, se observaría una segunda ruptura. Esto se reconoce como una inversión repentina de la característica I_C/V_{CE} , figura 6, y normalmente daña al transistor. La segunda ruptura que sigue a la ruptura en avalanche es, un ejemplo del fenómeno, el cual se debe a una elevada densidad de corriente en algún lugar dentro del chip del transistor. Esta elevada densidad de corriente da lugar a una zona de temperatura excesiva que puede provocar una modifica-

ción de la distribución de impurezas, o incluso una fusión local a través de la unión.

Los transistores pueden alcanzar la condición de segunda ruptura sin pasar primero por ruptura en avalanche. La figura 7 muestra una familia de curvas I_C/V_{CE} ampliadas para los puntos de iniciación de la segunda ruptura; se indica el lugar de estos puntos. La figura 8 muestra oscilogramas de transistores al empezar la avalanche y la segunda ruptura. Se puede obtener una explicación general de la segunda ruptura del transistor polarizado en sentido directo a partir de las propiedades del semiconductor.

Polarización directa

Se puede ver que, si no hay resistencia de base o de emisor, la resistencia de entrada de un transistor se hará negativa si la diferencia de temperatura entre su unión y la parte inferior del chip (base de montaje), ΔT_{jmb} , es

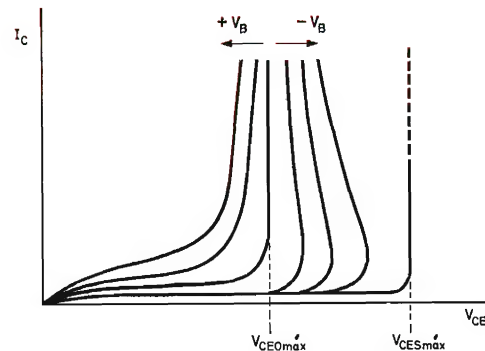


Figura 5. El nivel de V_{CE} para el cual se produce ruptura en avalanche depende del nivel y de la polaridad de la polarización de la base.

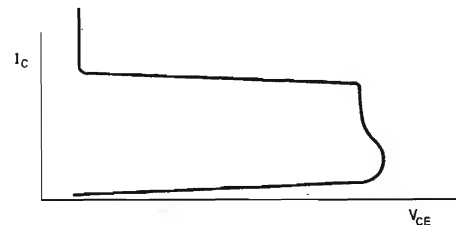


Figura 6. La segunda ruptura se caracteriza por una inversión en la característica I_C/V_{CE} .

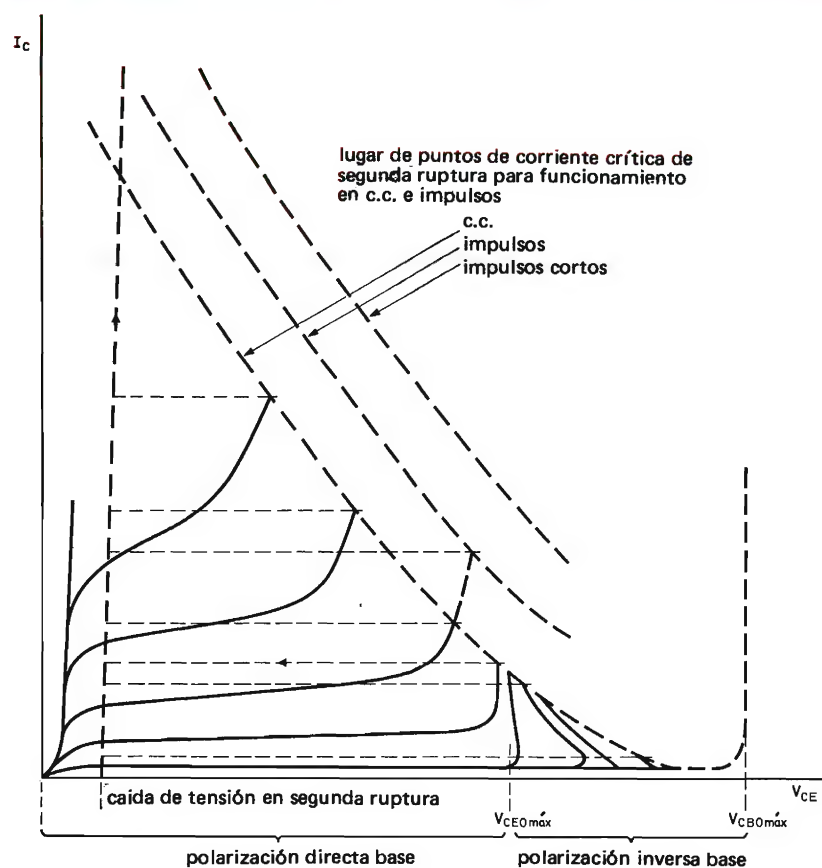


Figura 7. Una familia de características de segunda ruptura, mostrando el lugar del comienzo de la concentración de corriente.

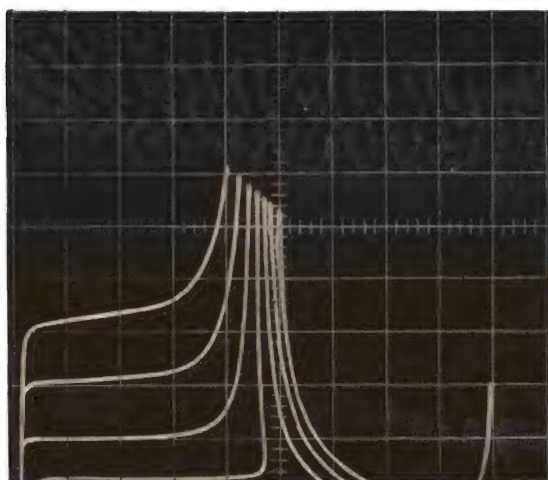


Figura 8. (a) Una familia de curvas de ruptura en avalancha; I_C en el eje vertical, V_{CE} en el eje horizontal.



Figura 8. (b) Oscilograma de una segunda ruptura; I_C en el eje vertical, V_{CE} en el eje horizontal.

mayor que 16 K (figura 9). Se considera un modelo de transistor de potencia que consta de un número de transistores elementales conectados en paralelo, ninguno de los cuales tiene resistencia de base o de emisor (figura 10). Se supone, por otra parte, que los elementos están aislados eléctrica y térmicamente, de modo que la temperatura de cualquier elemento es independiente de la de los otros. Si se proporciona al modelo una V_{CE} constante y se excita de modo que I_C aumente progresivamente, el aumento de corriente estará acompañado de un aumento de ΔT_{jmb} debido a la disipación de potencia. Los transistores individuales que forman el modelo no tendrán idénticas características eléctricas ni idénticos ambientes térmicos, de modo que uno de ellos alcanzará primero el valor crítico de ΔT_{jmb} . Su resistencia de entrada se hará negativa, extrayendo toda la corriente de base. Por tanto, la temperatura de este transistor aumentará rápidamente hasta que eventualmente la difusión de las regiones de emisor y de colector penetren más, culminando en un cortocircuito entre emisor y colector, como muestra la figura 11.

En la práctica, hay siempre cierto acoplamiento térmico entre las diferentes partes de un transistor de potencia. Y, los bordes de un chip se enfriarán más que la región central. En condiciones de densidad de corriente uniforme, la temperatura en la parte central del chip aumenta-

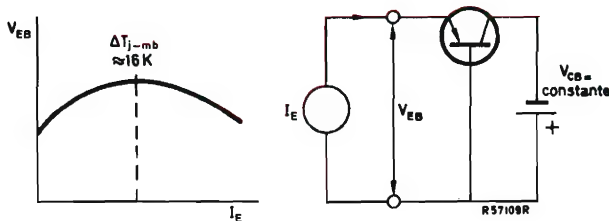


Figura 9. La resistencia de entrada de un transistor se hace negativa cuando ΔT_{jmb} sobrepasa los 16 K (16 °C).

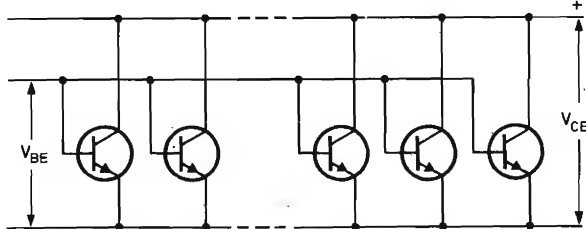


Figura 10. Un transistor de potencia completo se puede considerar compuesto por un gran número de elementos en paralelo.

rá, por tanto, más rápidamente que en los bordes, figura 12, y el valor crítico de ΔT_{jmb} se alcanzará primero en el centro.

Polarización inversa

El mecanismo de segunda ruptura de un transistor conectado en emisor común, polarizado en sentido inverso que se ha descrito, es esencialmente un fenómeno térmico.

No obstante, a medida que V_{CE} se aproxima a $V_{CEO \text{ máx}}$, la segunda ruptura tiende a aproximarse a ruptura en avalanche, el mecanismo de disparo predomina sobre el de avalanche. Si la polarización de la base se invierte, de modo que el transistor puede soportar valores de V_{CE} superiores a $V_{CEO \text{ máx}}$ (hasta $V_{CES \text{ máx}}$), entonces es posible una forma de segunda ruptura que sea enteramente disparada en avalanche. Esto es un riesgo particular en aplicaciones de base de tiempo y de convertidor, donde una condición de polarización inversa forma parte del ciclo de operación, o donde se ha de desconectar totalmente una carga inductiva (a menos que $I_C = 0$).

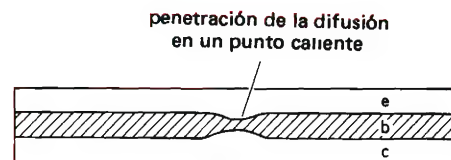


Figura 11. Daño debido a la segunda ruptura

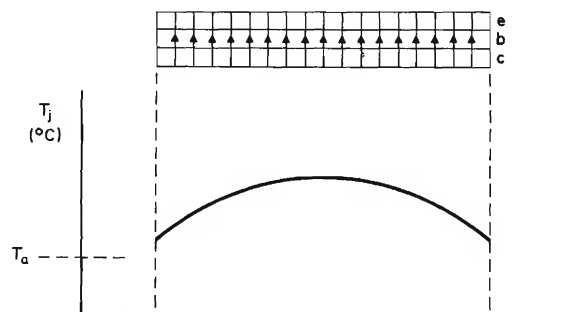


Figura 12. Debido al mejor enfriamiento, los bordes de un chip de transistor estarán más fríos que el centro cuando la densidad de corriente es uniforme en el área del chip.

Son permisibles pequeños desplazamientos por encima de $V_{CEO\text{ máx}}$

Donde el funcionamiento con polarización inversa forma parte del área de aplicación prevista del transistor, las características SOAR publicadas incluirán ciertas ampliaciones del mismo SOAR por encima de $V_{CEO\text{ máx}}$. Esta ampliación permite rápidos desplazamientos con $V_{CE} > V_{CEO\text{ máx}}$ para tiempos especificados bajo condiciones específicas de polarización de I_C y de resistor emisor-base. La energía (de una carga inductiva) puede ser absorbida en el transistor sólo si las características publicadas lo permiten específicamente, como en el caso del transistor BSW66.

La tabla 2 muestra las combinaciones posibles de V_{BE} y V_{CE} que pueden utilizarse con un transistor de potencia, junto con el mecanismo de disparo de segunda ruptura que se aplica en cada caso. Si se permite que una carga inductiva descargue energía en un transistor cuando $V_{CE} > V_{CEO\text{ máx}}$, puede producirse segunda ruptura por avalancha.

Influencia de la resistividad de la región de base

La figura 13 muestra una sección de un transistor NPN planar con la base polarizada en sentido directo. La región de base debe tener cierta resistividad, así como las regiones de emisor y colector. Así, el flujo de corriente a través de la base da lugar a una progresiva caída de tensión hacia el centro del emisor. Esto da lugar a que el dispositivo esté más polarizado hacia los bordes del emisor, donde como consecuencia la corriente tenderá a ser mayor. Compárese esta situación con la del mismo

dispositivo polarizado en sentido inverso, como se muestra en la figura 14. Debido al flujo de corriente de base negativa (inversa), los bordes del emisor están ahora más bloqueados que el centro dado que los portadores han sido expulsados del emisor bajo la influencia del campo eléctrico debido a V_{CE} (excepto si $V_{EB} > V_{BR(EB)}$).

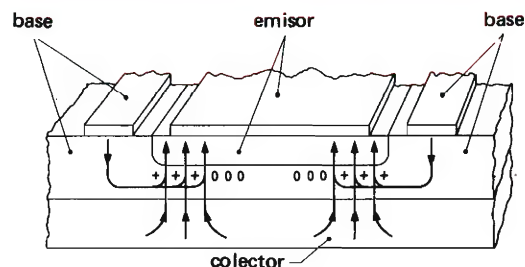


Figura 13. Con resistividad de base finita, el flujo de corriente en un transistor polarizado en sentido directo tiende a situarse a lo largo del borde del emisor.

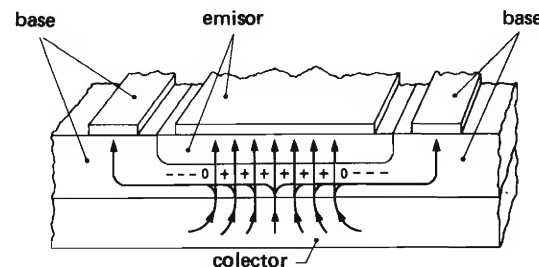


Figura 14. En un transistor polarizado en sentido inverso con resistividad de base finita, la corriente tiende a circular por el centro del emisor.

Tabla 2. Disparo de segunda ruptura.

	térmica $V_{CE} < V_{CEO\text{ máx}}$	avalancha $V_{CEO\text{ máx}} < V_{CE} < V_{CES\text{ máx}}$
$V_{BE} > 0$ polarización directa (1)	región normal del SOAR	región de conducción (limitaciones de tiempo y corriente)
$V_{BE} < 0$ polarización inversa (1)	región de corte (sin limitaciones especiales)	región de corte (limitaciones de tiempo y corriente) también región de corte inductivo (transistor no controlado por V_{BE} ; limitaciones de descarga de energía)

(1) en realidad un transistor de silicio está polarizado en sentido directo cuando $V_{BE} > 0,6\text{ V}$

Funcionamiento con polarización directa e inversa: los dos mecanismos de ruptura

Se deduce de lo indicado que hay dos tipos distintos de mecanismos que pueden conducir a la segunda ruptura. Cuál de los dos interviene en una particular aplicación depende de si V_{CE} es mayor o menor que $V_{CEO\text{ máx}}$.

Los métodos utilizados para establecer los límites de operación de seguridad en las regiones de conducción y bloqueo se estudiarán en el apartado 2.6. Los procedimientos de diseño de circuitos que operan bajo condiciones de polarización inversa se estudiarán en los apartados 3.3. y 3.4.

Posponer la segunda ruptura térmica

Pueden tomarse diversas medidas al aumentar la corriente para la cual se produce la segunda ruptura disparada térmicamente ($V_{CE} < V_{CEO\text{ máx}}$) en los transistores de potencia. La primera se deduce directamente de la situación representada en la figura 12, y consiste en disponer la distribución del emisor en la superficie del chip de modo que la densidad de corriente sea mayor donde sea posible el máximo enfriamiento. Si se consigue esto de modo que la temperatura del chip permanezca uniforme al aumentar la corriente, entonces la segunda ruptura se presentará todavía si $\Delta T_{jmb} = 16\text{ K}$, y la corriente total será máxima para el dispositivo en cuestión.

Una segunda medida se deduce de la figura 9. Puesto que el factor decisivo de la iniciación de la segunda ruptura es V_{BE} , la inclusión de la resistencia de emisor añadirá una segunda tensión, $I_E R_E$, en serie con V_{BE} y la impedancia de entrada se hará negativa a un valor mayor que ΔT_{jmb} . Esta nueva temperatura crítica no tiene nada que ver con el valor de la resistencia, sino sólo con la caída de tensión a través de ella. Esta resistencia debe ser parte de cada transistor elemental de los que se supuso estaba formado el transistor de potencia y, por tanto, debe ser parte de la estructura del dispositivo.

El valor de la resistencia a incluir depende del tipo de trabajo para el que se ha diseñado el transistor. Un pequeño valor será suficiente para un dispositivo de elevada corriente, pero si han de pasar corrientes relativamente pequeñas con altos valores de V_{CE} , será necesario un valor de resistencia elevado para asegurar un adecuado $\Delta T_{jmb\text{ máx}}$.

Evidentemente, el valor de la resistencia incorporada será materia de compromiso: una resistencia demasiado baja proporcionará inadecuada protección para altas tensiones y bajas corrientes, mientras que una resistencia

demasiado alta dará lugar a una tensión de saturación más elevada que la deseable.

Radiador

Como la segunda ruptura directa es esencialmente un fenómeno disparado térmicamente, el diseño térmico de un transistor es importante para evitarla. Para el fabricante, un problema fundamental es asegurar un contacto térmico bueno y uniforme entre el chip y la masa metálica de la cápsula. Si el contacto no es bueno, el resultado podría ser un elevado pico de temperatura local durante el funcionamiento, una unión débil, y un lugar para cada iniciación de segunda ruptura, figura 15.

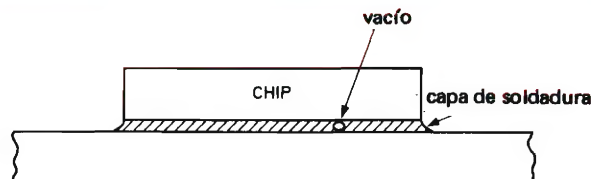


Figura 15. Un vacío en la capa de soldadura dará lugar a un punto débil y sitio predispuesto a fallo.

Efectos de capacidad térmica

Puesto que los materiales en un transistor de potencia deben tener una definida capacidad térmica, el nivel crítico de ΔT_{jmb} no se alcanzará instantáneamente, aún cuando se disipe suficiente potencia en el dispositivo. Esta situación se estudiará más extensamente en los apartados 2.5 y 3.2; el efecto básico se ilustra en la figura 16.

2. LIMITES DEL SOAR

2.1. Valores límite V_{CE} , I_C , P_{tot} y $R_{th\text{ jmb}}$

La máxima tensión colector-emisor permitida para un tipo particular de transistor es una característica esencial de diseño. Se fija durante el desarrollo —determinada por las dimensiones y por las impurezas de la estructura del dispositivo—. En la fabricación, se comprueba $V_{CEO\text{ máx}}$ en todos los transistores de potencia con un equipo automático programable.

El valor de $I_C\text{ máx}$ también se fija por la construcción (apartado 1.1). La calidad de la producción se asegura

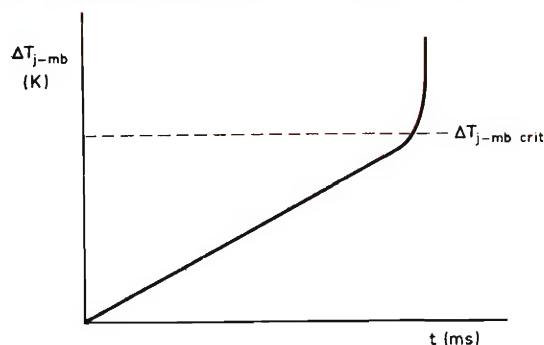


Figura 16. Debido a la capacidad térmica del material que forma el transistor, ΔT_{j-mb} tardará siempre algún tiempo en alcanzar el nivel peligroso, aunque se excedan los valores límite del dispositivo.

con pruebas realizadas en muestras tomadas regularmente. Estas pruebas están diseñadas para descubrir cualquier fallo en la capacidad de transporte de corriente. Se prueban los dispositivos en o por encima del valor nominal $I_C \text{ máx}$ durante varios miles de horas; los resultados obtenidos se utilizan para fijar la vida esperada.

El valor de $P_{tot \text{ máx}}$ que también depende de la estructura, se controla también por medio de técnicas de control de calidad. Como con $I_C \text{ máx}$, se comprueba $P_{tot \text{ máx}}$ manteniendo una serie de muestras en disipación prolongada, haciendo variar la potencia alrededor del valor nominal. El efecto de la disipación de potencia es un aumento de temperatura, el cual produce a su vez, cambios químicos y metalúrgicos. La velocidad con que se producen estos cambios es función de la temperatura (ley de Arrhenius). Así, es posible llevar a cabo procedimientos acelerados de prueba para la estimación de la vida útil. Además de estos procedimientos de prueba acelerados, los dispositivos se prueban en alguna o en todas estas tres condiciones:

- en aquella combinación de corriente y tensión donde el límite de $P_{tot \text{ máx}}$ corta al límite de segunda ruptura,
- en el máximo V_{CE} permitido para $I_C \text{ máx}$,
- bloqueado, es decir en $T_j \text{ máx}$, cerca del límite de V_{CES} .

Un parámetro particularmente importante del dispositivo es $R_{th j-mb}$, que está relacionado con $P_{tot \text{ máx}}$ y con la susceptibilidad a la segunda ruptura. Este parámetro se mide en todos los transistores durante la inspección final de la producción. El método de medida consiste en alimentar el dispositivo que se somete a prueba y medir la temperatura de la unión inmediatamente después de desconectarlo, cuando la temperatura es máxima. El

valor de T_j se mide indirectamente, en función de la variación de V_{BE} .

2.2. Detección de la segunda ruptura

La segunda ruptura se puede definir como la concentración de corriente de embalamiento. Cualquier concentración de corriente local en un transistor estará acompañada de un aumento local de T_j . La tensión directa de una unión de silicio disminuye al aumentar la temperatura. Entonces, si T_j se mide por medio de V_{BE} , la temperatura medida será la temperatura de pico de la unión. Cualquier concentración de corriente se apreciará en el aumento de T_j más rápidamente que en la disipación de potencia. Por tanto, el comienzo de la segunda ruptura puede definirse, y detectarse, por una subida del valor $R_{th j-mb}$ observado.

Este método para definir el límite de la segunda ruptura se muestra en la figura 17, donde ΔT_{j-mb} está representado en función de I_C , con V_{CE} como parámetro. El punto en el cual $R_{th j-mb}$ sobrepasa el valor de seguridad previamente determinado es un punto en el límite de segunda ruptura del SOAR.

Las definiciones y métodos anteriores se aplican sólo al SOAR de corriente continua directa. Es decir, a las condiciones de estado estable dentro del dispositivo, medidas después de haber pasado un tiempo suficiente para la estabilización de la temperatura dentro del dispositivo. Bajo condiciones de impulso, en las que la capacidad térmica del dispositivo tiene un efecto significativo en las temperaturas alcanzadas, la situación es más complicada. Si la capacidad térmica de un transistor se considera análoga a la reactancia térmica, entonces las características de transferencia de calor del dispositivo bajo

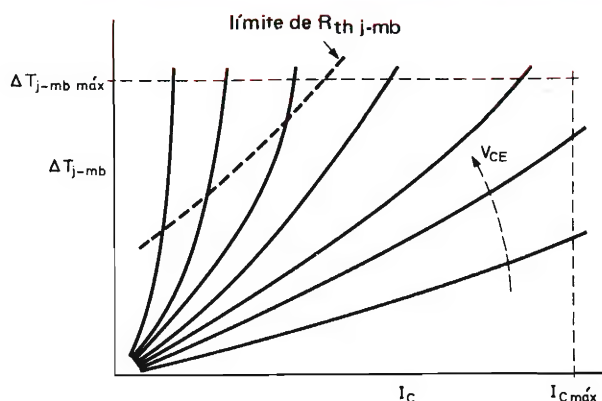


Figura 17. Una familia de curvas $\Delta T_{j-mb}/I_C$ indicando el límite de $R_{th j-mb}$.

condiciones de impulso pueden considerarse como una impedancia térmica. El valor de esta impedancia será una función del tiempo del impulso y de la frecuencia de repetición, que son los dos factores que definen el factor de trabajo de un tren de impulsos. Puesto que $Z_{th\ jmb}$ debe depender de la capacidad térmica y de $R_{th\ jmb}$, debe depender también del valor de ΔT_{jmb} medido. Si se produce concentración de corriente, y los picos $\Delta T_{th\ jmb}$ locales, $Z_{th\ jmb}$ también aumentará. Esto permite que se establezca un conjunto de criterios para definir el límite de segunda ruptura del SOAR bajo condiciones de impulso, similares a los de c.c. En la figura 18 se da un conjunto de curvas de ΔT_{jmb} respecto a I_{CM} , para un valor fijo de V_{CE} y con la duración del impulso como parámetro. Estas curvas deberían medirse idealmente con un factor de trabajo igual a cero, pero esto no es posible debido a que se deben hacer varias medidas para obtener una familia completa de curvas. En la práctica, se utiliza un factor de trabajo de 0,01 para medidas de un simple impulso. Los resultados obtenidos se corrigen para un factor igual a cero tal como se explica en el apartado 2.5.

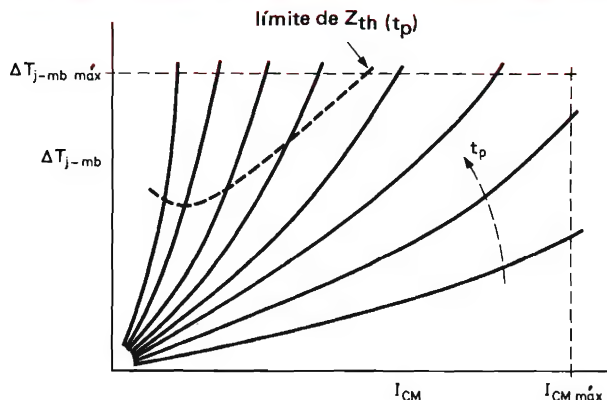


Figura 18. Una familia de curvas $I_{CM}/\Delta T_{jmb}$ indicando el límite de $Z_{th\ jmb}$ (V_{CE} constante).

2.3. Limitación de la segunda ruptura

Si se pudiera considerar que $R_{th\ jmb}$ fuese la misma para cada ejemplo de un tipo particular de transistor, se simplificaría mucho el problema de fijar el límite de segunda ruptura para el tipo. Como cualquier otro parámetro, $R_{th\ jmb}$ está sujeto a tolerancias de fabricación, y deben permitirse dispersiones alrededor del valor nominal. En la práctica esto significa que el valor de $R_{th\ jmb}$ de seguridad para un tipo particular se determina por un gran número de medidas en muchas muestras y se per-

mite un generoso margen de seguridad entre los límites de segunda ruptura y los puntos de fallo de la mayoría de los dispositivos.

En la figura 19 se da un ejemplo de las dispersiones de $R_{th\ jmb}$. Estas curvas se obtuvieron a partir de una muestra de 50 transistores de potencia del tipo BD437 de 36 W. La curva para $V_{CE} = 45$ V e $I_C = 350$ mA (en la tensión nominal máxima absoluta) presenta un claro margen del 50% entre el máximo medido y los límites de seguridad de $R_{th\ jmb}$ publicados, lo cual permite asegurar la libertad completa de la segunda ruptura. Por tanto, los límites de segunda ruptura no son "típicos" ni "medios" sino seguros, como el área de funcionamiento de seguridad de la cual ellos forman un límite.

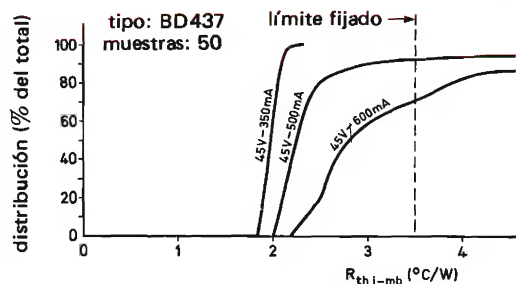


Figura 19. Un ejemplo de las dispersiones de $R_{th\ jmb}$ encontrada en la práctica. La curva de 45 V - 350 mA es en realidad el límite de segunda ruptura publicado. El límite fijado es el indicado para el dispositivo.

2.4. El SOAR de c.c.

Se han definido y justificado ya los límites del SOAR de la figura 1, y los métodos utilizados para especificar las condiciones límite descritas. Para un transistor de potencia que funciona bajo condiciones de estado estable, cada uno de los cuatro límites debe considerarse como el máximo absoluto, aunque al excederse uno de ellos no se produzca la destrucción inmediata del dispositivo. Al excitar un transistor a segunda ruptura se producirá una repentina destrucción, o por lo menos una avería, mientras que al exceder los valores límites de potencia o de corriente normalmente se producirán variaciones químicas o metalúrgicas que conducirán a la reducción de la vida del dispositivo. Por esto, la curva SOAR define la región de posibles combinaciones de I_C/V_{CE} dentro de la cual el punto de trabajo del transistor puede permanecer bajo las peores condiciones probables.

Antes de que se pueda utilizar una curva SOAR como ayuda para diseñar el circuito, hay que modificarla normalmente de acuerdo con las condiciones de funciona-

miento separadas. La disipación estable, como en un regulador de c.c., debe comprobarse por medio de un SOAR de diseño central obtenido a partir del SOAR de valores límite máximos absolutos publicado. El funcionamiento intermitente o con impulsos debe considerarse con respecto a una curva SOAR de valores adecuadamente reducidos. Finalmente, deben tomarse nuevas precauciones donde se requiere un rápido bloqueo de un transistor de potencia por polarización inversa de la base y donde la energía se almacena en la carga.

2.5. Funcionamiento intermitente

Impedancia térmica

El efecto de la impedancia térmica de un transistor en sus valores límite de segunda ruptura se describió en el apartado 2.3. En efecto, todos los valores límite que están total o parcialmente determinados térmicamente pueden considerarse para funcionamiento intermitente. Estos valores límite, cerca de la segunda ruptura, son $I_C \text{ máx}$ que pasa a $I_{CM} \text{ máx}$ y $P_{tot} \text{ máx}$ que pasa a $P_{pico} \text{ máx}$. Los aumentos reales de estos valores límite dependerán de la duración del período de funcionamiento (duración del impulso) y de la frecuencia con que sucede el funcionamiento (factor de trabajo).

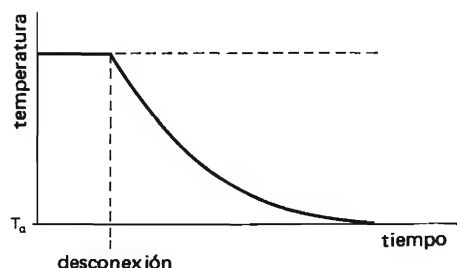
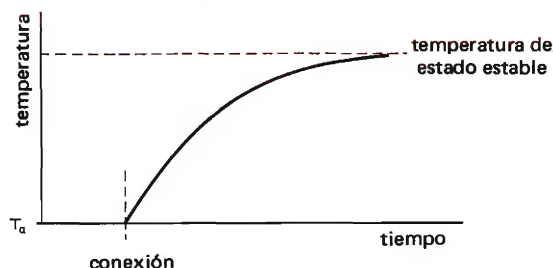
Esto se aprecia fácilmente si un transistor pasa a conducción para cierto nivel de potencia, comenzará inmediatamente a calentarse (figura 20). Si continúa la disipación de potencia, T_j y ΔT_{jmb} se estabilizarán eventualmente cuando se alcance el equilibrio entre la generación de calor y la eliminación de calor. La condición estable estará determinada por las resistencias térmicas asociadas al transistor y a su ambiente térmico. Cierta energía calorífica se almacenará debido a la capacidad térmica del dispositivo. Cuando cese la disipación de potencia, el dispositivo se enfriará; las leyes de calentamiento y de enfriamiento son idénticas (figura 21). Si la disipación de potencia cesa antes de que la temperatura del dispositivo se estabilice, los valores de T_j de pico e ΔT_{jmb} serán menores, para el mismo nivel de potencia, de los de la condición de estado estable (figura 22).

Cada uno de los componentes de un transistor (chip, cápsula, hilos, etc...), mientras se acoplen térmicamente hasta cierto punto, tendrán sus propias impedancias térmicas asociadas y, por tanto, su propia reacción a la disipación intermitente. En la práctica, a pesar de que $V_{CEO} \text{ máx}$ no está limitada por la temperatura, $I_{CM} \text{ máx}$ tendrá un valor nominal de impulso diferente para P_{tot} y para el límite de segunda ruptura, siendo los dos últimos función de la temperatura del chip. El valor de $I_{CM} \text{ máx}$ puede fijarse por el chip, por la metalización o por el

producto $I^2 t$ permisible para los terminales. Este límite se fija durante el desarrollo del dispositivo, y puede tolerarse, sin reducción, por un tiempo medio de 10 ms.

Puesto que, para impulsos más cortos que 10 ms, $I_{CM} \text{ máx}$ representa el límite de corriente y, dado que $V_{CEO} \text{ máx}$ no se altera para funcionamiento intermitente, el estado límite para funcionamiento de impulsos es el de un impulso único de duración infinitesimal. Para un impulso tal, la curva SOAR es por lo general simplemente un rectángulo limitado por las líneas $I_{CM} \text{ máx}$ y $V_{CEO} \text{ máx}$.

Hasta aquí, se han considerado sólo impulsos simples, pero los límites del SOAR deben ajustarse para impulsos múltiples. Volviendo a la figura 22, considérese el efecto de un segundo impulso aplicado antes de que el disposi-



Figuras 20 y 21. El calentamiento (subida) y el enfriamiento (bajada) siguen la misma ley.

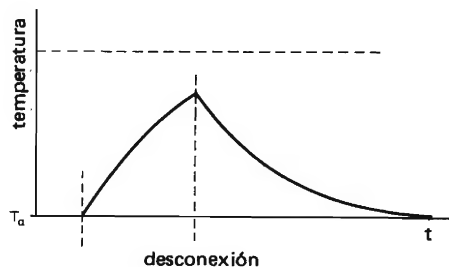


Figura 22. La temperatura de pico debida a un impulso de potencia corto será menor que la temperatura de estado estable debida a la misma potencia.

tivo se haya enfriado completamente. Si el segundo impulso es idéntico al primero, la temperatura de pico alcanzada por el dispositivo al final del segundo impulso será mayor que la del final del primer impulso. Posteriores impulsos aumentarán la temperatura, hasta que se alcance una nueva situación estable (figura 23). La temperatura real del dispositivo en esta condición estable fluctuará por encima y por debajo del valor medio. Si las oscilaciones hacia arriba se extienden dentro de la región de excesivos valores de T_j y ΔT_{jmb} , se puede reducir la vida media esperada del dispositivo, o puede experimentar concentración de corriente, que posiblemente conduzca a la segunda ruptura y a la destrucción (figura 24). Esto puede suceder con impulsos de bajo factor de trabajo y elevada potencia aunque la potencia media esté por debajo del valor límite de c.c. del dispositivo.

Valores límite del impulso

Puesto que $Z_{th jmb}$ es una función de la capacidad térmica y de $R_{th jmb}$, donde hay ausencia de concentración de corriente sólo es función del tiempo del impulso y del factor de trabajo. Si se presenta concentración de corriente y $R_{th jmb}$ empieza a aumentar, evidentemente $Z_{th jmb}$ también aumentará.

El procedimiento para fijar el valor de $Z_{th jmb}$ para un determinado tipo de transistor es igual al que determina el de $R_{th jmb}$. Se hacen un gran número de medidas en muestras durante el desarrollo final, y a partir de ellas se establece una curva de $Z_{th jmb}$ en función de la duración del impulso, medida para un factor de trabajo de 0,01. Además, esta curva incorporará un margen de seguridad para tener en cuenta las dispersiones (fig. 19). Aunque todas las medidas se hacen con un factor de trabajo de 0,01, debido a la necesidad de repetición, de hecho se requiere una curva de $Z_{th jmb}$ para un factor

de trabajo igual a cero como base de cálculo. Esta curva se obtiene desplazando la curva medida de modo que para impulsos largos (que se acerquen a la condición de c.c.) se aproxime al valor $Z_{th jmb} = R_{th jmb}$. De esta curva se puede calcular una familia completa de curvas para factores de trabajo intermedios, a partir de:

$$Z_{th jmbf}(\delta, t_p) = \delta \cdot R_{th jmb} + (1 - \delta)Z_{th(1)} + Z_{th(2)} - Z_{th(3)},$$

donde $Z_{th(1)}$ es la impedancia térmica para $\delta = 0$ y para la duración del impulso $\tau + t_p$, $Z_{th(2)}$ es la impedancia térmica para $\delta = 0$ y para la longitud de impulso t_p , y $Z_{th(3)}$ es la impedancia térmica para $\delta = 0$ y para la duración de impulso τ . En la figura 25 se muestra una familia típica de curvas deducidas y calculadas de esta forma.

A partir de éstas se puede calcular una curva de $P_{pico máx}$ para cualquier tren regulador de impulsos rectangulares:

$$P_{pico máx} = P_{tot máx} \times \frac{R_{th jmb}}{Z_{th jmb}},$$

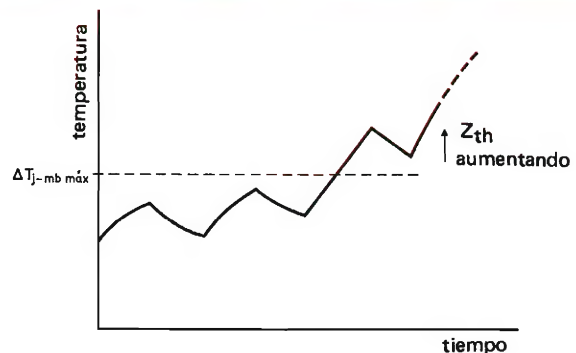


Figura 24. Si el ΔT_{jmb} de pico debido a cualquier impulso provoca el comienzo de concentración de corriente, el efecto será acumulativo.

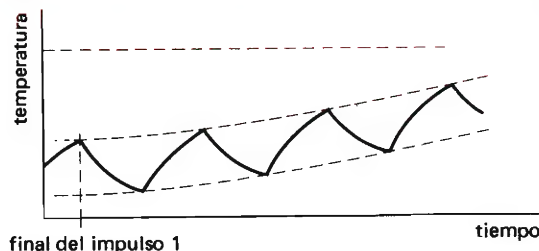
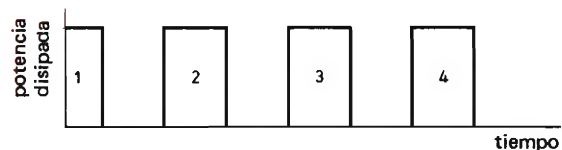


Figura 23. El efecto de un tren de impulsos consiste en aumentar la temperatura media, ya que el dispositivo no tiene tiempo de enfriarse entre los impulsos.



el factor multiplicativo R_{th}/Z_{th} se denomina frecuentemente M_p .

Más importante en algunas aplicaciones, el conocimiento del valor de la impedancia térmica permite calcular la propia temperatura de trabajo, bajo condiciones de impulso.

Habiendo fijado los valores de Z_{th} de seguridad, es posible utilizar ahora esta información para definir el límite de segunda ruptura de impulsos. La definición es similar a la utilizada para el funcionamiento de c.c. excepto que ahora el valor de Z_{th} de seguridad establecido se toma como criterio, y el límite de segunda ruptura de impulsos se fija de modo que este valor de Z_{th} no se exceda nunca por el dispositivo. El método se describió en términos generales en el apartado 2.2. A partir de esta información y del máximo valor elegido para $Z_{th\ j-mb}$, se dibujan en el gráfico SOAR los límites de segunda ruptura aumentada para $\delta = 0,01$ y diferentes valores del tiempo de impulso.

Si se requiere un límite de segunda ruptura para un tren de impulsos, la posición del límite debe evaluarse a partir del límite para $\delta = 0,01$ para este tiempo de impulso. Puesto que el límite de segunda ruptura no es una línea de potencia constante, éste debe estar definido por dos puntos en un gráfico de escala logarítmica/logarítmica. En el sistema SOAR esto se realiza en un extremo donde el límite de segunda ruptura corta al límite de P_{tot} , y en el otro donde corta al límite de V_{CEO} . Con este propósito se utilizan dos factores multiplicativos. El primero, $M_{SB(V)}$, se aplica al valor de I_C en la línea límite de V_{CEO} . El segundo, $M_{SB(I)}$, se aplica al valor de V_{CE} donde el límite de segunda ruptura ampliado corta al límite de $I_C\ m\acute{a}x$ ampliado. Obsérvese que estos factores se aplican al SOAR de c.c. (figura 26).

Los valores de los dos factores multiplicativos se obtienen deduciendo primero una curva para $\delta = 0,01$ (a

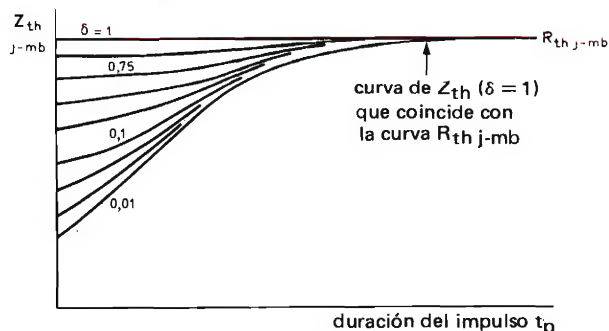


Figura 25. Una típica familia de curvas de $Z_{th\ j-mb}$ para un transistor de potencia.

partir de los valores señalados en el gráfico SOAR) y calculando entonces los otros factores de forma similar al cálculo a Z_{th} :

$$\frac{1}{M_{SB}} = \frac{(1 - \delta)}{M_{SB(1)}} + \frac{1}{M_{SB(2)}} - \frac{1}{M_{SB(3)}},$$

donde M_{SB} es el factor de multiplicación requerido, $M_{SB(1)}$ es el factor $\delta = 0,01$ para $\tau + t_p$, $M_{SB(2)}$ es el factor $\delta = 0,01$ para t_p y $M_{SB(3)}$ el factor $\delta = 0,01$ para τ .

Naturalmente, la validez de los valores obtenidos de este modo se controla continuamente con técnicas de control de calidad durante la producción.

2.6. Límites de polarización inversa

En algunas aplicaciones, se aprovecha el valor más alto de $V_{(BR)CE}$ que se presenta cuando la polarización de base es inversa. Se da el área de funcionamiento de seguridad (SOAR), para transistores destinados a aplicaciones con polarización inversa (corte de alta tensión), con pequeñas extensiones por encima de $V_{CEO\ m\acute{a}x}$ que permiten pequeños desplazamientos durante el paso a conducción y el paso a corte.

El uso y las limitaciones de estas extensiones se explican por medio de la figura 27, la cual es un desarrollo de la tabla 2. El lazo representa el ciclo de trabajo de un transistor en un circuito convertidor, tal como el de la figura 28. Al principio del ciclo, V_{CE} es mayor que $V_{CEO\ m\acute{a}x}$, y el transistor está bloqueado con sólo circulación de corriente de fuga. A continuación se aplica una fuerte excitación directa a la base y empieza a circular corriente de colector. El punto de trabajo se desplaza r\

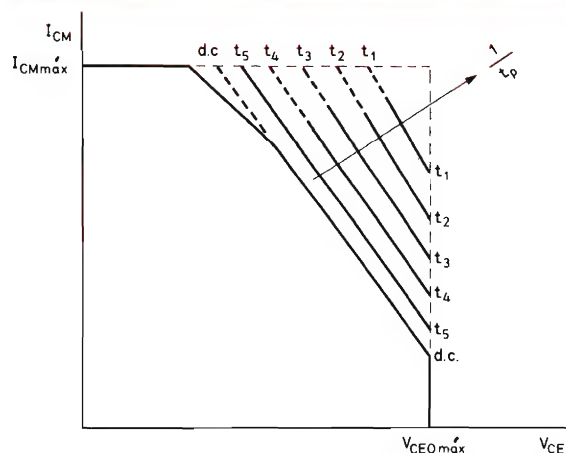


Figura 26. Área de funcionamiento de seguridad (SOAR) con extensiones para impulsos de disparo simple.

damente a la región de conducción, V_{CE} cae rápidamente y pasa a la zona de SOAR normal. Se aplica entonces una excitación negativa a la base para bloquear al dispositivo, e I_C cae mientras V_{CE} aumenta. Ahora, cuando V_{CE} aumenta por encima de $V_{CEO\text{ máx}}$, la base deja de ejercer control efectivo sobre la emisión de portadores de carga, generándose éstos por inyección de avalancha. Para no perjudicar el transistor, la corriente que circula en el momento que V_{CE} se hace mayor que $V_{CEO\text{ máx}}$ debe ser sólo la corriente de fuga inevitable. Esto sólo se puede conseguir si la energía de la carga se deriva del transistor. A partir de la región de polarización inversa incontrolada, el transistor vuelve a su estado de bloqueo original.

Uno de los tipos de transistor para el cual se especifican las regiones de conducción y corte es el BDY93; el área de funcionamiento de seguridad del BDY93 se reproduce en la figura 29. Aquí, la región III es la región de conducción y la región IV es la de corte en la cual sólo puede circular corriente de fuga. El funcionamiento en ambas regiones está limitado por la duración del impulso y por las condiciones base-emisor.

Las limitaciones del funcionamiento en la región III incluyen un valor máximo para R_{BE} . Esto es debido a que, durante el paso a conducción, cuando $V_{CE} > V_{CEO\text{ máx}}$, la ruptura en avalancha que conduce a la

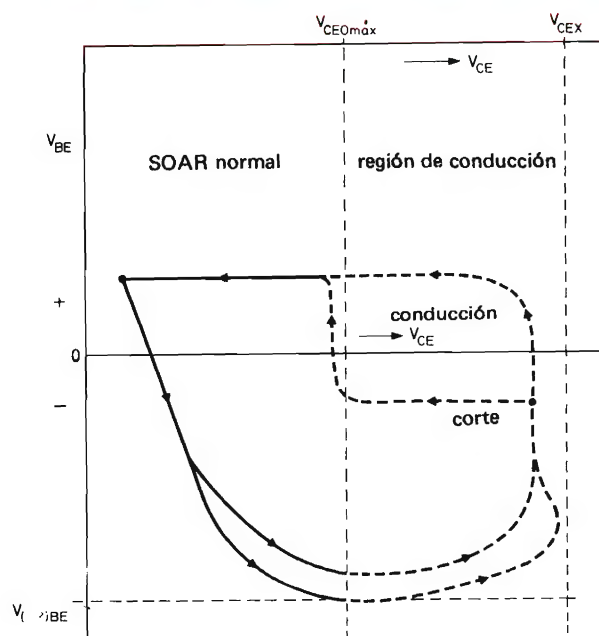


Figura 27. Ciclo de trabajo de un transistor de potencia utilizado en una aplicación tal como un convertidor (fig. 28) que incluye un período cuando $V_{CE} > V_{CEO\text{ máx}}$.

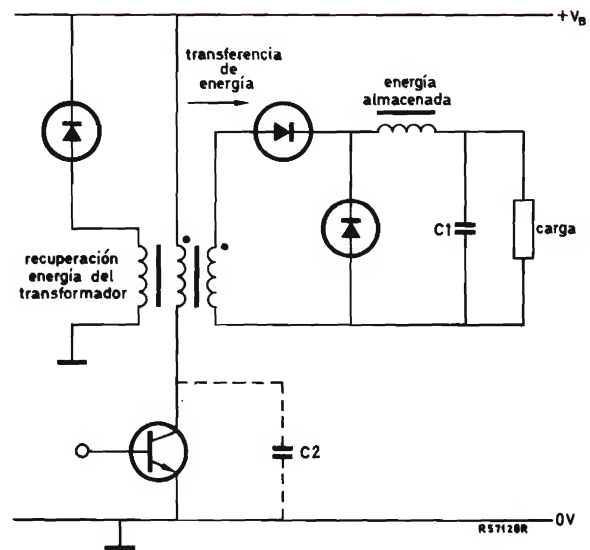


Figura 28. Circuito de potencia de un convertidor (fuente de alimentación conmutada).

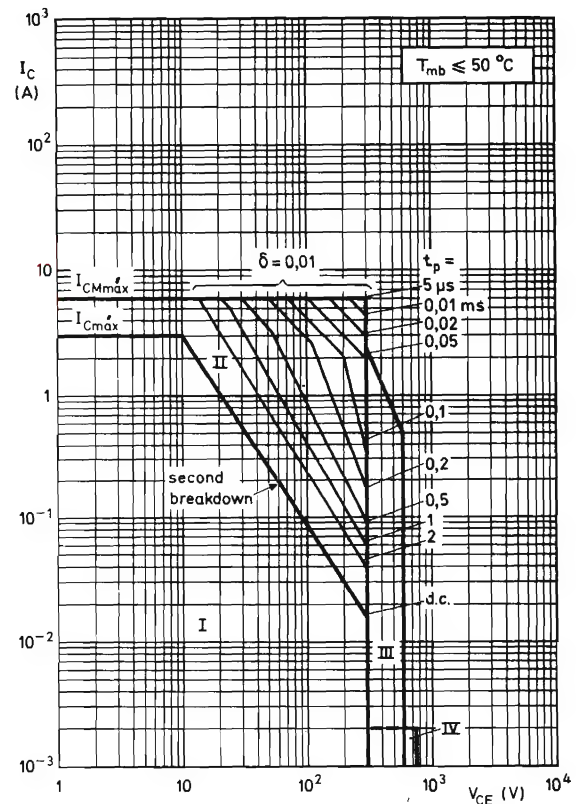


Figura 29. Área de funcionamiento de seguridad (SOAR) para un transistor BDY93. El área III es la región de conducción y el área -IV la de bloqueo.

segunda ruptura sólo puede evitarse con una fuerte inyección de portadores en la región de base. El nivel en el cual se producirá la ruptura, $V_{CE\ cond.}$, depende de I_B y de su tiempo de subida. Recientes estudios han demostrado que la forma de esta dependencia es similar a la mostrada en la figura 30, donde se representa $V_{CE\ cond.}$ en función de I_B con dI_B/dt como parámetro.

Las características de conducción del BDY93 se comprueban en la producción sometiendo el transistor a impulsos de $V_{CE} = 600\text{ V}$ para $I_C = 3\text{ A}$ y $V_{CE} = 350\text{ V}$, más de $0,5\text{ }\mu\text{s}$. Es decir, fuera del valor nominal de 500 mA para 600 V . Las características de bloqueo se comprueban también durante la producción mediante impulsos en niveles de corriente y tensión fuera de los valores límite del dispositivo. Se aplican al dispositivo impulsos de 820 V de 2 ms de duración: I_C debe ser menor que un miliamperio. El valor límite para V_{CES} es de 750 V .

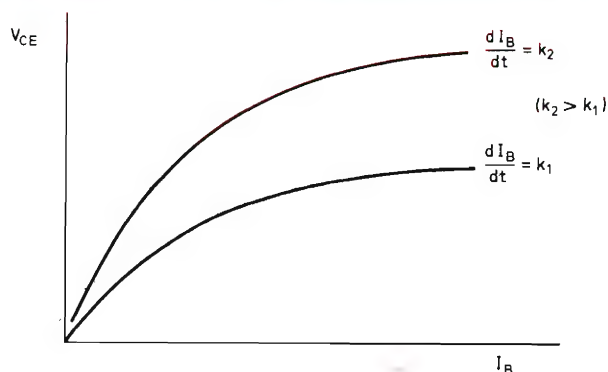


Figura 30. El valor de V_{CE} permisible durante la conducción es función de la corriente de excitación de base y de su velocidad de subida.

1975

INDICE DEL VOLUMEN 14

	Página	no
Materiales. Componentes		
Ferroxdure: material magnético permanente	167	5
Fotoacopladores y sus aplicaciones	187	5
Triacs: características y valores límite	217	6
Varistores	311	8
Tecnología LOCMOS	363	10
Diodos supresores de transitorios	381	10
SOAR	423	11
Audiofrecuencia		
Circuito integrado TCA420A: amplificador FI/FM para alta fidelidad	17	1
Circuitos de control por c.c. para receptores de radio y amplificadores de audio	123	4
Etapas de salida de audio con circuitos integrados	139	4
Preamplificadores de audio con el circuito integrado TDA1002	163	5
Radio. Televisión		
Sistema 20AX para televisión en color	3	1
Transistores de alta tensión para desviación horizontal	49	2
Multiestabilizador TCA750 y diodo de referencia BZV38	83	3
Líneas de retardo ultrasónicas	111	3
Circuito de desmagnetización para televisión en color con el termistor PTC-PS	203	6
Amplificador de vídeo en clase B	243	7
Amplificadores para sistemas de televisión por cable	403	11

Regulación. Control

Control de cargas inductivas de c.c. por medio de triacs	173	5
Triacs: protección contra transitorios de tensión	251	7
Aplicaciones de los triacs: conmutadores para motor	259	7
Triacs: cómo obtener un descebado seguro	323	9
Aplicaciones de los triacs: conmutadores de aplicación general	329	9
La serie FZ/30 en temporizadores digitales	415	11

Varios

Factores que intervienen en la elección y diseño de una fuente de alimentación .	43	2
Aplicaciones del CSA70 alimentado por el convertidor aislado de c.c.-c.c. IDC70	75	2
Diseño del circuito de base para transistores de conmutación de alta tensión en convertidores de energía eléctrica	95	3
Divisores lógicos con circuitos bloque de la serie 61	123	4
Guía 1975 de equivalencias de semiconductores (1ª parte)	145	4
Circuitos con fototransistores	183	5
Sondas por eco con piezóxido	207	6
Guía 1975 de equivalencias de semiconductores (2ª y última parte)	223	6
Escalas contadoras síncronas con circuitos integrados de la serie FZ/30	253	7
Resonadores cerámicos en filtros eléctricos	283	8
Equipo de soldadura por puntos de 1 kHz	291	8
Memorias bipolares de acceso aleatorio	355	9
Radiometría, fotometría y dispositivos de optoelectrónica	385	10
Intensificadores de imagen	397	10
Aplicaciones del circuito integrado TCA240	409	11

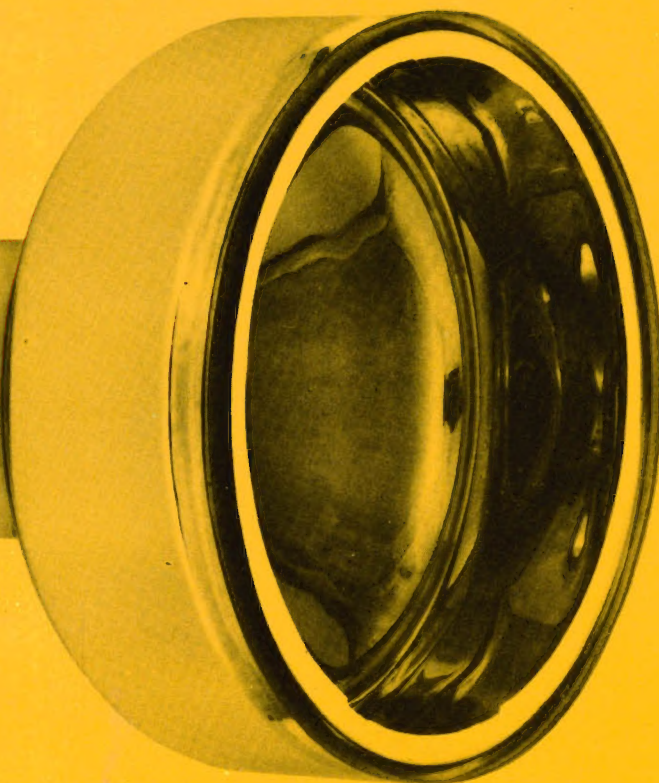
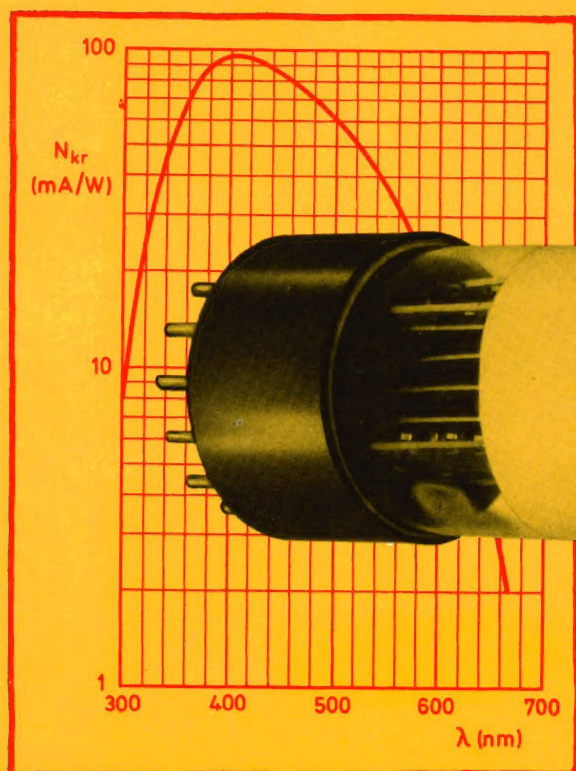
Reseñas de libros	79	2
	159	4
	199	5
	239	6
	279	7
	319	8

TIRISTORES

	Media onda	Puente	Puente trifásico	Antiparalelo
CIRCUITO				
FORMAS DE ONDA				
Tensión transformador, valor eficaz $V_{tr\ RMS} = V_{O\ AV}$	2,22	1,11	0,428	
Tensión de salida, valor medio $V_{O\ AV} = V_{tr\ RMS}$	0,45	0,90	2,34	
Tensión de salida, valor eficaz $V_{O\ RMS} = V_{O\ AV}$	1,57	1,11	1,00	$V_{O\ M} =$ $V_{O\ RMS} \times 1,41$
Tensión de salida, valor de cresta $V_{O\ M} = V_{O\ RMS}$ $V_{O\ M} = V_{O\ AV}$	2,00 3,14	1,41 1,57	1,05 1,05	$V_{RWM} : V_{tr\ M}$ ≤ 1
Tensión inversa de trabajo, valor de cresta $V_{RWM} = V_{O\ AV}$	3,14	1,57	1,05	
Ondulación $w = V_{w\ RMS} : V_{O\ AV}$	121%	48%	4,2%	
Corriente de tiristor, valor medio $I_{T\ AV} = I_{O\ AV}$	1	0,5	0,33	
Corriente de tiristor, valor eficaz $I_{T\ RMS} = I_{O\ AV}$	1,57	0,785	0,577	
Corriente de tiristor, valor de cresta $I_{T\ M} = I_{O\ RMS} : I_{O\ AV}$	3,14	1,57	1,05	
Factores de forma $F_O = I_{O\ RMS} : I_{O\ AV}$ $F_T = I_{T\ RMS} : I_{T\ AV}$	1,57 1,57	1,11 1,57	1 1,73	$I_{O\ RMS} =$ $I_{T\ AV} \times 2,22$
Corriente de salida, valor eficaz $I_{O\ RMS} = I_{T\ AV}$	1,57	2,22	3	

Todos los datos se refieren a control total.

NUEVO FOTOMULTIPLICADOR



XP 2050

Con el número de tipo XP2050 hemos introducido un nuevo fotomultiplicador, de elevada sensibilidad y gran estabilidad, para aplicaciones de física nuclear.

Este fotomultiplicador está especialmente indicado para aquellos casos en los que el número de fotones a detectar es muy pequeño, o donde se requiera una buena respuesta de cada punto del fotocátodo.

El fotomultiplicador XP2050 es un tubo de 10 pasos con una ventana plana y un fotocátodo de tipo D bialcalino semitransparente que tiene una respuesta espectral típica de 95 mA/W para 401 nm. El diámetro útil del fotocátodo es de 111 mm. El dinodo de Cu-Be proporciona a este fotomultiplicador una notable estabilidad y una reducida corriente de oscuridad.

Principales características

Número de pasos
Característica sensibilidad espectral
Diámetro útil del fotocátodo
Rendimiento cuántico para 401 nm
Sensibilidad espectral cátodo para 401 nm
Sensibilidad espectral ánodo para 401 nm y 1500 V
Corriente oscuridad de ánodo para 1500 V
Resolución amplitud impulso (^{137}Cs)
Desviación de ganancia para 1500 V

10
tipo D
111 mm
29%
95 mA/W
28 kA/W
2 nA
aprox. 7,5%
aprox. 1%

